

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60747-4

**Edition 1.2
2001-09**

Edition 1:1991 consolidée par les amendements 1:1993 et 2:1999
Edition 1:1991 consolidated with amendments 1:1993 and 2:1999

**Dispositifs à semiconducteurs –
Dispositifs discrets –**

**Partie 4:
Dispositifs hyperfréquences**

**Semiconductor devices –
Discrete devices –**

**Part 4:
Microwave devices**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60747-4:1991+A1:1993+A2:1999

Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

Editions consolidées

Les versions consolidées de certaines publications de la CEI incorporant les amendements sont disponibles. Par exemple, les numéros d'édition 1.0, 1.1 et 1.2 indiquent respectivement la publication de base, la publication de base incorporant l'amendement 1, et la publication de base incorporant les amendements 1 et 2.

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu par la CEI afin qu'il reflète l'état actuel de la technique. Des renseignements relatifs à cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- Site web de la CEI (www.iec.ch)
- Catalogue des publications de la CEI

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (www.iec.ch/catlg-f.htm) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- IEC Just Published

Ce résumé des dernières publications parues (www.iec.ch/JP.htm) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- Service clients

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Further information on IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC, thus ensuring that the content reflects current technology. Information relating to this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is also available from the following:

- IEC Web Site (www.iec.ch)
- Catalogue of IEC publications

The on-line catalogue on the IEC web site (www.iec.ch/catlg-e.htm) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- IEC Just Published

This summary of recently issued publications (www.iec.ch/JP.htm) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- Customer Service Centre

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

Email: custserv@iec.ch
Tel: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60747-4

Edition 1.2

2001-09

Edition 1:1991 consolidée par les amendements 1:1993 et 2:1999
Edition 1:1991 consolidated with amendments 1:1993 and 2:1999

**Dispositifs à semiconducteurs –
Dispositifs discrets –**

**Partie 4:
Dispositifs hyperfréquences**

**Semiconductor devices –
Discrete devices –**

**Part 4:
Microwave devices**

© IEC 2001 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission
Telefax: +41 22 919 0300

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



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

CW

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

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	6
--------------------	---

CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS

1 Note d'introduction	10
2 Domaine d'application	10
3 Symboles littéraux	10

CHAPITRE II: DIODES À CAPACITÉ VARIABLE, DIODES À RETOUR RAPIDE ET DIODES SCHOTTKY DE COMMUTATION RAPIDE

SECTION 1: DIODES À CAPACITÉ VARIABLE

1 Généralités	12
2 Terminologie et symboles littéraux	12
3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	12
4 Méthodes de mesure	20

SECTION 2: DIODES À RETOUR RAPIDE, DIODES SCHOTTKY

1 Généralités	74
2 Terminologie et symboles littéraux	74
3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	76
4 Méthodes de mesure	80

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

SECTION 1: DIODES MÉLANGEUSES UTILISÉES DANS LES APPLICATIONS RADAR

1 Généralités	96
2 Terminologie et symboles littéraux	96
3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	96
4 Méthodes de mesure	100

SECTION 2: DIODES MÉLANGEUSES UTILISÉES EN TRANSMISSION

1 Généralités	140
2 Terminologie et symboles littéraux	140
3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	140
4 Méthodes de mesure	144

CONTENTS

FOREWORD.....	7
---------------	---

CHAPTER I: GENERAL

1 Introductory note.....	10
2 Scope.....	11
3 Letter symbols	11

CHAPTER II: VARIABLE CAPACITANCE, SNAP-OFF DIODES AND FAST-SWITCHING SCHOTTKY DIODES

SECTION 1: VARIABLE CAPACITANCE DIODES

1 General	13
2 Terminology and letter symbols.....	13
3 Essential ratings and characteristics	13
4 Measurement methods	21

SECTION 2: SNAP-OFF DIODES, SCHOTTKY DIODES

1 General	75
2 Terminology and letter symbols.....	75
3 Essential ratings and characteristics	77
4 Measurement methods	81

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

SECTION 1: MIXER DIODES USED IN RADAR APPLICATIONS

1 General.....	97
2 Terminology and letter symbols.....	97
3 Essential ratings and characteristics	97
4 Measurement methods	101

SECTION 2: MIXER DIODES USED IN COMMUNICATION APPLICATIONS

1 General	141
2 Terminology and letter symbols.....	141
3 Essential ratings and characteristics	141
4 Measurement methods	145

SECTION 3: DIODES DÉTECTRICES (A l'étude.)

CHAPITRE IV: DIODES IMPATT

SECTION 1: DIODES IMPATT POUR APPLICATIONS EN AMPLIFICATEUR

1	Généralités	146
2	Terminologie et symboles littéraux	146
3	Valeurs limites et caractéristiques essentielles	152

SECTION 2: DIODES IMPATT POUR APPLICATIONS EN OSCILLATEUR (A l'étude.)

CHAPITRE V: DIODES GUNN

1	Généralités (à l'étude)	160
2	Terminologie et symboles littéraux	160
3	Valeurs limites et caractéristiques essentielles (à l'étude)	160
4	Méthodes de mesure	160

CHAPITRE VI: TRANSISTORS BIPOLAIRES (A l'étude.)

CHAPITRE VII: TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

1	Généralités	168
2	Terminologie et symboles littéraux	168
3	Valeurs limites et caractéristiques essentielles	174
4	Méthodes de mesure	178

CHAPITRE VIII: RÉCEPTION ET FIABILITÉ – EXIGENCES SPÉCIFIQUES

1	Conditions pour les essais électriques	214
2	Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception	214
3	Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité	214
4	Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai	214
	Tableau 1	216
	Tableau 2	218

SECTION 3: DETECTOR DIODES
(Under consideration.)

CHAPTER IV: IMPATT DIODES

SECTION 1: IMPATT DIODES AMPLIFIERS

1	General	147
2	Terminology and letter symbols	147
3	Essential ratings and characteristics	153

SECTION 2: IMPATT DIODES OSCILLATORS
(Under consideration.)

CHAPTER V: GUNN DIODES

1	General (under consideration)	161
2	Terminology and letter symbols	161
3	Essential ratings and characteristics (under consideration)	161
4	Measurement methods	161

CHAPTER VI: BIPOLAR TRANSISTORS
(Under consideration.)

CHAPTER VII: FIELD EFFECT TRANSISTORS

1	General	169
2	Terminology and letter symbols	169
3	Essential ratings and characteristics	175
4	Measurement methods	179

CHAPTER VIII: ASSESSMENT AND RELIABILITY – SPECIFIC REQUIREMENTS

1	Electrical test conditions	215
2	Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests	215
3	Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests	215
4	Procedure in case of a testing error	215
Table 1		217
Table 2		219

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –
DISPOSITIFS DISCRETS –****Partie 4: Dispositifs hyperfréquences****AVANT-PROPOS**

- 1) La CEI (Commission Électrotechnique Internationale) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes internationales. Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, spécifications techniques, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 60747-4 a été établie par le sous-comité 47E : Dispositifs discrets à semiconducteurs, du comité d'études 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs.

La présente version consolidée de la CEI 60747-4 comprend la première édition (1991) [documents 47(BC)807 + 885 + 889 + 951 + 953 + 970 + 975 + 1041 + 1043 + 1068 + 1072 + 1123 et 47(BC)850 + 927 + 932 + 991 + 993 + 1028 + 1032 + 1109 + 1111 + 1130 + 1192 + 1242], son amendement 1 (1993) [documents 47(BC)1191 + 1251 + 1261-1261A + 1280 + 1290 et 47(BC) 1309 + 1340 + 1311 + 1334 + 1332] et la partie de l'amendement 2 (1999) [documents 47E/123/FDIS et 47E/124/RVD] relative aux transistors à effet de champ¹⁾. La partie traitant des amplificateurs hyperfréquences à circuits intégrés sera publiée séparément sous la référence CEI 60747-16-1.

Le contenu technique de cette version consolidée est donc identique à celui de l'édition de base et à ses amendements; cette version a été préparée par commodité pour l'utilisateur.

La présente version consolidée porte le numéro d'édition 1.2.

Une ligne verticale dans la marge indique où la publication de base a été modifiée par les amendements 1 et 2.

¹⁾ NOTE En ce qui concerne cette partie reprise de l'amendement 2, seule la version anglaise a été approuvée.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SEMICONDUCTOR DEVICES – DISCRETE DEVICES –

Part 4: Microwave devices

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, the IEC publishes International Standards. Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. The IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 60747-4 has been prepared by subcommittee 47E: Discrete semiconductor devices, of IEC technical committee 47: Semiconductor devices.

This consolidated version of IEC 60747-4 consists of the first edition (1991) [documents 47(CO)807 + 885 + 889 + 951 + 953 + 970 + 975 + 1041 + 1043 + 1068 + 1072 + 1123 and 47(CO)850 + 927 + 932 + 991 + 993 + 1028 + 1032 + 1109 + 1111 + 1130 + 1192 + 1242], its amendment 1 (1993) [documents 47(CO)1191 + 1251 + 1261-1261A + 1280 + 1290 and 47(CO)1309 + 1340 + 1311 + 1334 + 1332], and the part of amendment 2 (1999) [documents 47E/123/FDIS and 47E/124/RVD] relating to the field effect transistors. The part covering the integrated circuit microwave amplifiers will indeed be published separately as IEC 60747-16-1.

The technical content is therefore identical to the base edition and its amendments and has been prepared for user convenience.

This consolidated version bears the edition number 1.2.

A vertical line in the margin shows where the base publication has been modified by amendments 1 and 2.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2002. A cette date, la publication sera

- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:1991+AMD1:1993+AMD2:1999 CSV

Withdrawn

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2002. At this date, the publication will be

- reconfirmed;
- withdrawn;
- replaced by a revised edition, or
- amended.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:1991+AMD1:1993+AMD2:1999 CSV

Withdrawn

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS – DISPOSITIFS DISCRETS –

Partie 4: Dispositifs hyperfréquences

CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS

1 Note d'introduction

La présente publication doit être utilisée avec la CEI 60747-1 qui donne les informations de base sur:

- la terminologie;
- les symboles littéraux;
- les valeurs limites et caractéristiques essentielles;
- les méthodes de mesure;
- la réception et la fiabilité.

L'ordre des différents chapitres dans la présente publication est conforme à 2.1, chapitre III, de la CEI 60747-1.

2 Domaine d'application

La présente publication donne les normes pour les catégories suivantes de dispositifs discrets:

- Diodes à capacité variable et diodes à retour rapide (pour accord, transposition ou multiplication de fréquence, commutation, limitation, déphasage, amplification paramétrique...)
- Diodes mélangeuses et diodes détectrices
- Diodes à avalanche (pour génération directe d'harmoniques, amplification...)
- Diodes à effet Gunn (pour génération directe d'harmoniques...)
- Transistors bipolaires (pour amplification, oscillation...)
- Transistors à effet de champ (pour amplification, oscillation...).

3 Symboles littéraux

S'ils existent, les symboles littéraux ont été ajoutés aux termes dans les titres. Quand plusieurs formes distinctives d'un symbole littéral existent, la forme la plus souvent utilisée est donnée.

SEMICONDUCTOR DEVICES – DISCRETE DEVICES –

Part 4: Microwave diodes and transistors

CHAPTER I: GENERAL

1 Introductory note

As a rule, it will be necessary to use IEC 60747-1 together with the present publication. In IEC 60747-1 the user will find all basic information on:

- terminology;
- fetter symbols;
- essential ratings and characteristics;
- measuring methods;
- acceptance and reliability.

The sequence of the different chapters in the present publication is in accordance with 2.1, chapter III, IEC 60747-1.

2 Scope

The present publication gives standards for the following categories of discrete devices:

- Variable capacitance diodes and snap-off diodes (for tuning, up-converter or harmonic multiplication, switching, limiting, phased shift, parametric amplification...)
- Mixer diodes and detector diodes
- Avalanche diodes (for direct harmonic generation, amplification...)
- Gunn diodes (for direct harmonic generation...)
- Bipolar transistors (for amplification, oscillation...)
- Field-effect transistors (for amplification, oscillation...).

3 Letter symbols

Mostly, existing letter symbols are added to the terms in titles. When several distinct forms exist, the most commonly used form is given.

CHAPITRE II: DIODES À CAPACITÉ VARIABLE, DIODES À RETOUR RAPIDE ET DIODES SCHOTTKY DE COMMUTATION RAPIDE

Section 1: Diodes à capacité variable

1 Généralités

Les informations données dans cette partie s'appliquent aux diodes (à l'exclusion des diodes à retour rapide) où l'effet de la capacité variable est utilisé; elles couvrent quatre applications: accord, multiplication par génération d'harmoniques, commutation (y compris la limitation), amplification paramétrique.

Les dispositifs pour ces applications sont définis comme suit:

Diodes d'accord

Diodes utilisées pour modifier la fréquence d'un circuit accordé.

Ces diodes sont généralement caractérisées par une fréquence de résonance très supérieure à la fréquence d'utilisation et ont une relation connue entre la capacité et la tension.

Diodes pour multiplication par génération d'harmoniques

Ces diodes doivent avoir une relation non linéaire entre la capacité et la tension, à la fréquence de fonctionnement, ainsi qu'un rapport élevé de la fréquence de coupure à la fréquence de fonctionnement.

Diodes pour commutation (y compris la limitation)

Ces diodes ont une transition rapide de l'état haute impédance à celui à basse impédance et vice versa; elles peuvent servir à moduler ou à commander le niveau de puissance des systèmes hyperfréquences.

Diodes pour amplification paramétrique

Ces diodes sont destinées à fonctionner avec des signaux de faible amplitude et le plus souvent sont utilisées dans des amplificateurs à faible bruit.

2 Terminologie et symboles littéraux

Voir paragraphe 3.3.

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

3.1 Généralités

3.1.1 Conditions pour les valeurs limites

Les diodes à capacité variable peuvent être spécifiées soit comme des dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée soit, s'il y a lieu, comme les deux à la fois.

CHAPTER II: VARIABLE CAPACITANCE, SNAP-OFF DIODES AND FAST-SWITCHING SCHOTTKY DIODES

Section 1: Variable capacitance diodes

1 General

The provisions of this part deal with diodes (excluding snap-off diodes) in which the variable capacitance effect is used; they cover four applications: tuning, harmonic multiplication, switching (including limiting), parametric amplification.

The devices for these applications are defined as follows:

Diodes for tuning

Diodes which are used to vary the frequency of a tuned circuit.

These diodes are usually characterized a frequency of resonance much higher than the frequency of use and have a known capacitance/voltage relationship.

Diodes for harmonic multiplication

These diodes must have a non-linear capacitance/voltage relationship at the frequency of operation and a high ratio of cut-off frequency to operating frequency.

Diodes for switching (including limiting)

These diodes exhibit a fast transition from a high impedance state to a low impedance state and vice versa and can be used to modulate or control the power level in microwave systems.

Diodes for parametric amplification

These diodes are intended to handle small amplitude signals and are most often used in low-noise amplifiers.

2 Terminology and letter symbols

See subclause 3.3.

3 Essential ratings and characteristics

3.1 General

3.1.1 Rating conditions

Variable capacitance diodes may be specified either as ambient rated or case rated devices or, where appropriate, as both.

Les valeurs limites figurant en 3.2 devront être indiquées aux températures suivantes:

Dispositifs à température ambiante spécifiée

A une température ambiante de 25 °C et à une température plus élevée choisie dans la liste donnée dans la CEI 60747-1.

Dispositifs à température de boîtier spécifiée

A une température du point de référence de 25 °C et à une autre température du point de référence choisie dans la liste donnée dans la CEI 60747-1.

3.1.2 Catégories d'applications

Les valeurs limites et les caractéristiques essentielles à indiquer pour chaque catégorie de diode sont marquées par un signe + dans le tableau suivant:

- colonne 1: applications pour accord;
- colonne 2: applications pour multiplication par génération d'harmoniques;
- colonne 3: applications pour commutation (y compris la limitation);
- colonne 4: applications pour amplification paramétrique.

3.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes devront être indiquées:

3.2.1 Températures

Domaine de températures de fonctionnement
Domaine de températures de stockage

3.2.2 Tensions et courants

Tension inverse de pointe maximale
Courant direct moyen maximal, s'il y a lieu
Courant direct de pointe maximal, s'il y a lieu

3.2.3 Dissipation de puissance

Dissipation maximale, dans des conditions indiquées, pour le domaine des températures de fonctionnement

3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, les caractéristiques suivantes devront être données à 25 °C (voir figure 1)

3.3.1 Capacité parasite (C_p)

Valeur typique dans les conditions spécifiées

3.3.2 Inductance série (L_s)

Valeur typique et, s'il y a lieu, valeur maximale dans des conditions spécifiées

Catégories			
1	2	3	4
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+

The ratings listed in 3.2 should be stated at the following temperatures:

Ambient-rated devices

At an ambient temperature of 25 °C and at one higher temperature chosen from the list given in IEC 60747-1.

Case-rated devices

At a reference point temperature of 25 °C and at another reference point temperature chosen from the list given in IEC 60747-1.

3.1.2 Application categories

The essential ratings and characteristics to be stated for each category of diode are marked with a + sign in the following table:

- column 1: tuning applications;
- column 2: harmonic multiplication applications;
- column 3: switching (including limiting) applications;
- column 4: parametric amplification applications.

3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

3.2.1 Temperatures

Range of operating temperatures
Range of storage temperatures

3.2.2 Voltages and currents

Maximum peak reverse voltage
Maximum mean forward current, where appropriate
Maximum peak forward current, where appropriate

3.2.3 Power dissipation

Maximum dissipation, under stated conditions, over the operating temperature range

3.3 Electrical characteristics

Unless otherwise specified, the following characteristics should be given at 25 °C (see figure 1)

3.3.1 Stray capacitance (C_p)

Typical value under specified conditions

3.3.2 Series inductance (L_s)

Typical value and, where appropriate, maximum value under specified conditions

Categories			
1	2	3	4
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+

3.3.3 Capacité aux bornes (C_{tot})

- a) Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée (note 1)
- b) Courbe typique montrant la relation entre la capacité aux bornes et la tension de polarisation

3.3.4 Capacité de la jonction (C_j)

Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée (notes 1 et 2). Dans le cas où l'ordre de grandeur de C_p est le même que celui de la capacité aux bornes C_{tot} , on devra donner une valeur typique pour C_j au lieu des valeurs minimale et maximale

3.3.5 Facteur de qualité effectif (Q)

Valeurs minimales pour deux ou plusieurs fréquences spécifiées dans des conditions de polarisation spécifiées (note 3)

3.3.6 Fréquence de coupure

Valeur minimale dans les conditions spécifiées (notes 3 et 4)

3.3.7 Résistance série (r_s)

Valeurs maximale et/ou typique dans les conditions spécifiées (note 3)

3.3.8 Courant inverse

Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée

3.3.9 Résistance thermique

Valeur maximale entre la jonction et l'ambiance, ou entre la jonction et un point de référence spécifié

3.3.10 Temps de commutation

Valeur typique dans les conditions spécifiées

3.3.11 Charge stockée ou durée de vie des porteurs de charge minoritaires

Valeur typique, soit de la charge stockée dans les conditions spécifiées incluant la polarisation, soit de la durée de vie des porteurs de charge minoritaires dans les conditions spécifiées

3.3.12 Temps de transition

Valeur typique dans les conditions spécifiées, le circuit de mesure étant également spécifié

Catégories			
1	2	3	4
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
+			
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	
	+	+	
	+		

NOTE Voir la définition dans la section 2.

3.3.3 Terminal capacitance (C_{tot})

- a) Minimum and maximum values, at a specified bias voltage and at a specified frequency (note 1)
- b) Typical curve showing the relationship between terminal capacitance and bias voltage

3.3.4 Junction capacitance (C_j)

Minimum and maximum values at a specified bias voltage (notes 1 and 2). When the order of magnitude of C_p is the same as that of the terminal capacitance C_{tot} , a typical value should be given for C_j instead

3.3.5 Effective quality factor (Q)

Minimum values at two or more specified frequencies under specified bias conditions (note 3)

3.3.6 Cut-off frequency

Minimum value under specified conditions (notes 3 and 4)

3.3.7 Series resistance (r_s)

Maximum and/or typical values under specified conditions (note 3)

3.3.8 Reverse current

Maximum value at a specified reverse voltage

3.3.9 Thermal resistance

Maximum value between junction and ambient, or between the junction and a specified reference point

3.3.10 Switching time

Typical value under specified conditions

3.3.11 Stored charge or minority carrier life time

Typical value, for either stored charge under specified conditions including bias, or minority carrier life time under specified conditions

3.3.12 Transition time

Typical value, under specified conditions, together with a specified measurement circuit

Categories			
1	2	3	4
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
+			
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	
+	+	+	
+			
+			
+	+	+	
+			
+	+		

NOTE See definition in section 2.

NOTE 1 Pour les catégories 1, 2 et 3, la tension de polarisation spécifiée devra être de –6 V et pour la catégorie 4, la tension de polarisation spécifiée devra être de 0 V.

NOTE 2 La relation entre la capacité de jonction et la tension de polarisation devra être représentée soit sous forme d'une courbe typique, soit sous forme mathématique. Cette dernière devra être exprimée comme suit:

$$C_j = K (V + \phi)^\gamma$$

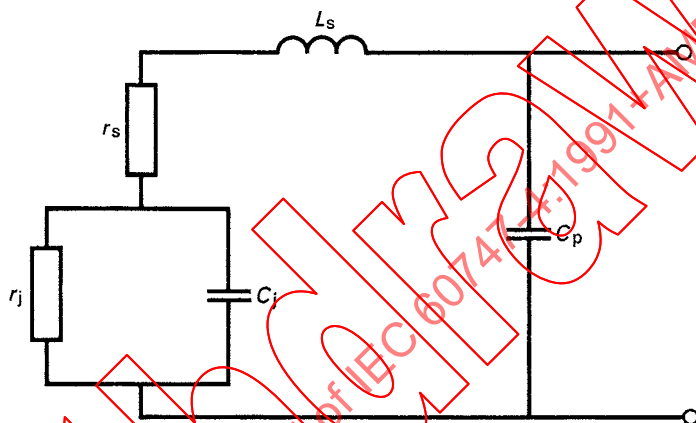
où V est la valeur absolue de la tension inverse appliquée et K , ϕ , γ sont trois constantes. Le fabricant devra spécifier les valeurs typiques de K , ϕ et γ .

NOTE 3 Si la valeur du facteur Q et la résistance série ne sont pas spécifiées pour la catégorie 1, la fréquence de coupure doit alors être spécifiée.

NOTE 4 La fréquence de coupures f_c est définie par:

$$f_c = \frac{1}{2\pi r_s C_j}$$

où r_s est la résistance série et C_j est la capacité de la jonction mesurée à un point de polarisation spécifié. r_s est déterminée par le circuit équivalent représenté à la figure 1 ci-dessous et sa valeur dépend de la méthode de mesure utilisée et de la tension de polarisation.



IEC 1108/01

- C_j = capacité de la jonction
- r_s = résistance série
- r_j = résistance en basse fréquence de la jonction.
En général, r_j a une valeur suffisamment élevée pour être négligeable
- C_p = capacité parasite
- L_s = inductance série

Figure 1 – Circuit équivalent

3.4 Données d'applications

Dans le cas de multiplication par génération d'harmoniques, on devra indiquer le *rendement*.

NOTE 1 For categories 1, 2 and 3, the specified bias voltage should be –6 V and for category 4, the specified bias voltage should be 0 V.

NOTE 2 The relationship between the junction capacitance and bias voltage should be represented either by a typical curve or by a mathematical form. The mathematical form should be as follows:

$$C_j = K (V + \phi)^\gamma$$

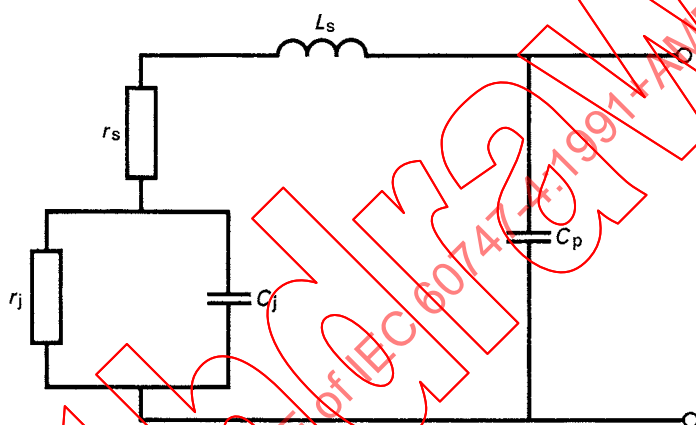
where V is the magnitude of the applied reverse voltage and K , ϕ and γ are three constants. The manufacturer should specify the typical values for K , ϕ and γ .

NOTE 3 If the Q value and the series resistance are not specified for category 1, then the cut-off frequency must be specified.

NOTE 4 The cut-off frequency f_c is defined as:

$$f_c = \frac{1}{2\pi r_s C_j}$$

where r_s is the series resistance and C_j is the capacitance of the junction measured at a specified bias point r_s is determined by the equivalent circuit shown in figure 1 below; its value depends on the measuring method used and on the bias voltage.



IEC 1108/01

- C_j = junction capacitance
- r_s = series resistance
- r_j = low frequency resistance of the junction.
In general, r_j is sufficiently high to be neglected
- C_p = stray capacitance
- L_s = series inductance

Figure 1 – Equivalent circuit

3.4 Application data

For harmonic multiplication applications, the *efficiency* should be stated.

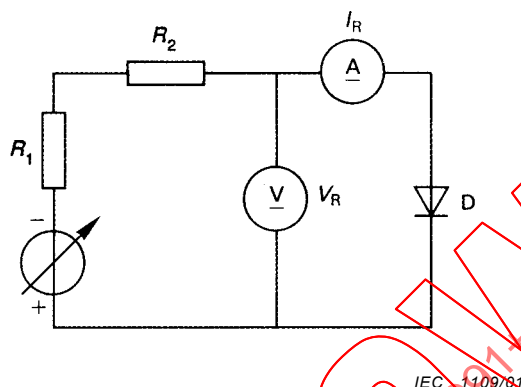
4 Méthodes de mesure

4.1 Courant inverse I_R

a) But

Mesurer le courant inverse d'une diode pour une tension inverse spécifiée.

b) Schéma



D = diode en mesure

Figure 2

c) Description et exigences du circuit

R_1 est une résistance étalonée (pour la mesure en impulsions seulement).

R_2 est une résistance de protection.

Pour la mesure en impulsions, on remplace le générateur de tension variable par un générateur d'impulsions de tension, le voltmètre par un appareil de mesure des valeurs de pointe et l'ampèremètre par un voltmètre des valeurs de pointe branché aux bornes de la résistance étalonée R_1 .

d) Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Régler le générateur de tension variable de façon à obtenir, aux bornes de la diode, la tension inverse spécifiée V_R .

L'ampèremètre A indique la valeur du courant inverse I_R .

e) Conditions spécifiées

- Température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Tension inverse (V_R).
- Largeur des impulsions et facteur d'utilisation, si applicable.

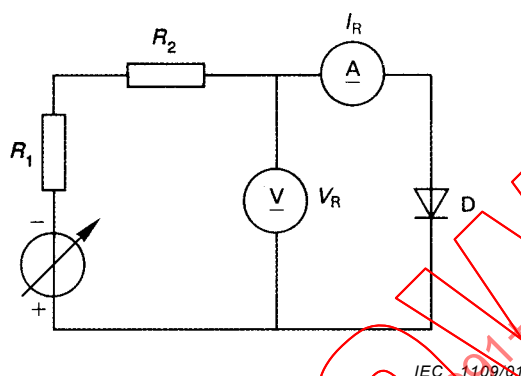
4 Measurement methods

4.1 Reverse current I_R

a) Purpose

To measure the reverse current of a diode under specified reverse voltage.

b) Circuit diagram



D = diode being measured

Figure 2

c) Circuit description and requirements

R_1 is a calibrated resistor (pulse measurement only).

R_2 is a protective resistor.

If a pulse measurement is required, the variable voltage generator is replaced by a voltage pulse generator, the voltmeter is replaced by a peak-reading instrument and the ammeter is replaced by a peak-reading voltmeter across the calibrated resistor R_1 .

d) Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The variable voltage generator is adjusted to obtain the specified value of reverse voltage V_R across the diode.

The reverse current I_R is read from the ammeter A.

e) Specified conditions

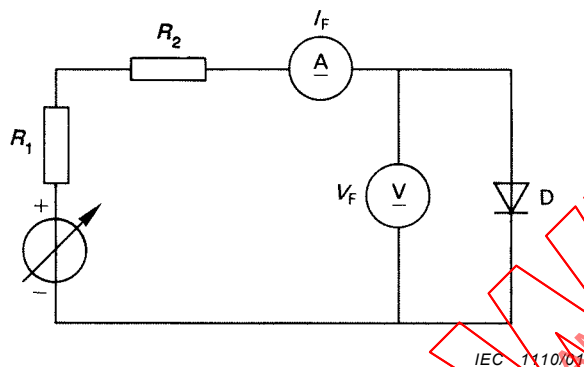
- Ambient, case or reference-point temperature (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Reverse voltage (V_R).
- Pulse width and duty cycle, where applicable.

4.2 Tension directe V_F

a) But

Mesurer la tension directe aux bornes d'une diode de signal ou de commutation dans les conditions spécifiées.

b) Schéma



D = diode en mesure

Figure 3

c) Description et exigences du circuit

R_1 est une résistance étalonnée (pour la mesure en impulsions seulement).

R_2 est une résistance de valeur élevée.

Pour la mesure en impulsions, on remplace le générateur de tension variable par un générateur d'impulsions de tension, le voltmètre par un appareil de mesure des valeurs de pointe, et l'ampèremètre par un voltmètre des valeurs de pointe branché aux bornes de la résistance étalonnée R_1 .

d) Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Régler le générateur de tension variable de façon à obtenir la valeur spécifiée du courant direct I_F .

Le voltmètre V indique la tension directe V_F .

e) Conditions spécifiées

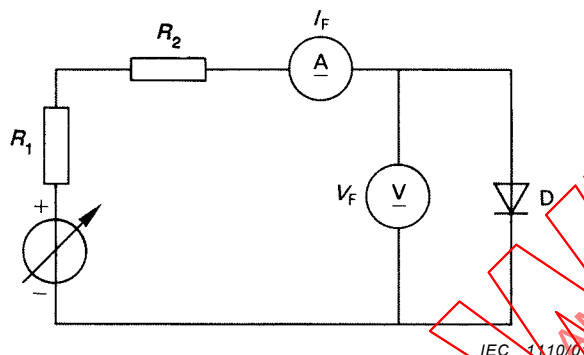
- Température ambiante ou température de boîtier (t_{amb} , t_{case}).
- Courant direct (I_F).
- Largeur des impulsions et facteur d'utilisation, si applicable.

4.2 Forward voltage V_F

a) Purpose

To measure the forward voltage across a signal or switching diode under specified conditions.

b) Circuit diagram



D = diode being measured

Figure 3

c) Circuit description and requirements

R_1 is a calibrated resistor (pulse measurement only).

R_2 is a high value resistor.

If a pulse measurement is required, the variable voltage generator is replaced by a voltage pulse generator, the voltmeter is replaced by a peak-reading instrument and the ammeter is replaced by a peak-reading voltmeter across the calibrated resistor R_1 .

d) Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The variable voltage generator is adjusted to obtain the specified value of forward current I_F .

The forward voltage V_F is read from the voltmeter V.

e) Specified conditions

- Ambient or case temperature (t_{amb} , t_{case}).
- Forward current (I_F).
- Pulse width and duty cycle, where applicable.

4.3 Capacité C_{tot}

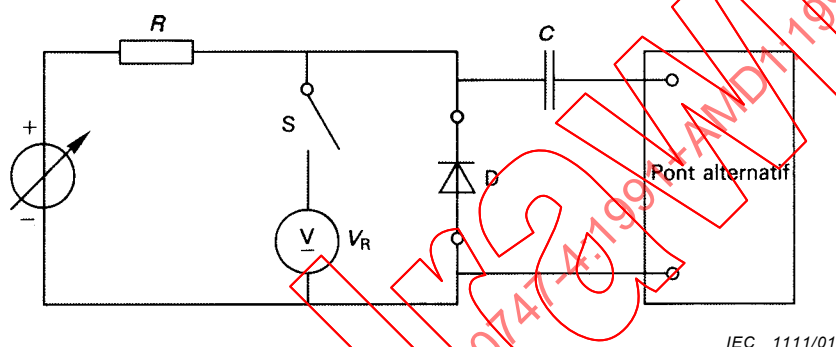
La mesure de la capacité totale ($C_{\text{tot}} = C_j + C_p$) doit être faite à une fréquence suffisamment basse (inférieure aux hyperfréquences), de façon que les effets de l'inductance des conducteurs puissent être négligés. Dans ces conditions, la valeur mesurée de la capacité aux bornes est indépendante de la fréquence.

La capacité totale, pour une condition de polarisation donnée, est obtenue par la méthode décrite ci-après.

a) But

Mesurer la capacité totale d'une diode dans les conditions spécifiées.

b) Schéma



D = diode en mesure

Figure 4

c) Description et exigences du circuit

La conductance de la résistance R doit être faible vis-à-vis de l'admittance de la diode en mesure.

Le condensateur C doit pouvoir supporter la tension de polarisation inverse de la diode et doit être équivalent à un court-circuit à la fréquence de mesure.

d) Précautions à prendre

Le pont doit être capable de supporter la tension de polarisation inverse de la diode sans altérer la précision de la mesure. Si la capacité mesurée est très petite, les conditions de montage ont une influence sur la précision des résultats et elles doivent être spécifiées.

e) Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster la tension aux bornes de la diode à la valeur spécifiée V_R . Mettre alors le voltmètre V hors circuit; déterminer la capacité de la diode en mesure à l'aide du pont alternatif en soustrayant la valeur en l'absence de la diode dans la monture de la valeur avec présence de la diode dans la monture.

f) Conditions spécifiées

Température ambiante ou température de boîtier (t_{amb} , t_{case}).

- Tension inverse (V_R).
- Fréquence de mesure, si elle diffère de 1 MHz.
- Conditions de montage de la diode, si nécessaire.

NOTE On peut déterminer la variation de la capacité totale en fonction de la tension de polarisation par des mesures telles que celle décrite ci-dessus, effectuées à plusieurs points de polarisation.

4.3 Capacitance C_{tot}

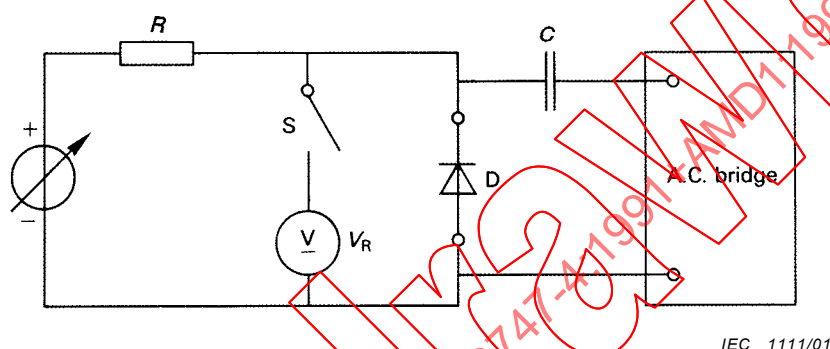
The measurement of total capacitance ($C_{\text{tot}} = C_j + C_p$) should be made at a sufficiently low frequency (below microwave frequencies) so that the effects of the lead inductance may be neglected. Under these conditions, the measured value of terminal capacitance is independent of frequency.

The total capacitance at a given bias condition is obtained by the method stated hereafter.

a) Purpose

To measure the total capacitance of a diode under specified conditions.

b) Circuit diagram



D = diode being measured

Figure 4

c) Circuit description and requirements

The conductance of resistor R should be low compared with the admittance of the diode being measured.

The capacitor C must be able to withstand the reverse bias voltage of the diode and should present a short circuit at the frequency of measurement.

d) Precautions to be observed

The bridge must be able to withstand the reverse bias voltage of the diode without affecting the accuracy of the measurement. If the measured capacitance is very small, the mounting conditions will affect the accuracy of the results and they should be specified.

e) Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The voltage across the diode is adjusted to the specified value V_R . Then the voltmeter V is taken out of the circuit and the capacitance of the diode being measured is determined using the a.c. bridge by subtracting the value without the diode in its mounting from the value with the diode in its mounting.

f) Specified conditions

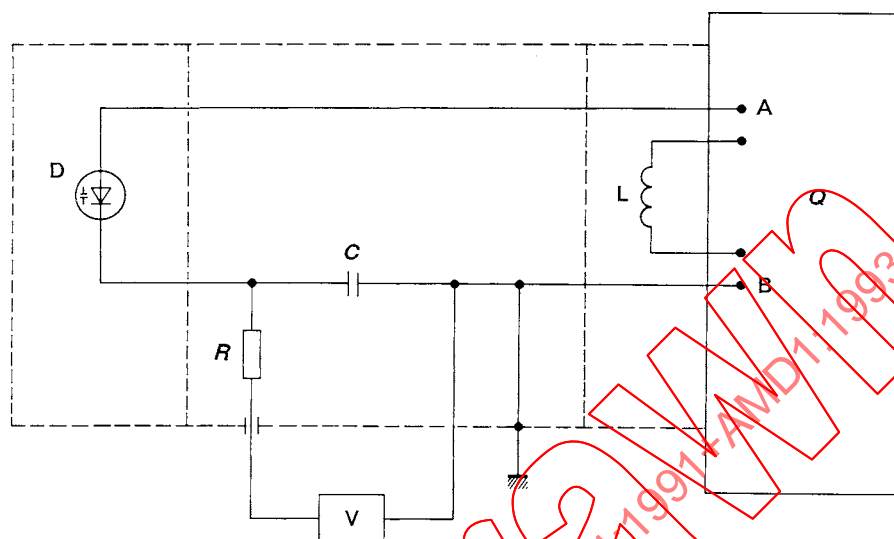
Ambient or case temperature (t_{amb} , t_{case}).

- Reverse voltage (V_R).
- Measurement frequency, if different from 1 MHz.
- Mounting conditions of the diode, if necessary.

NOTE The variation of total capacitance with bias voltage may be found by measurements as described above, made at a number of bias points.

4.4 Facteur de qualité effectif Q

Le facteur de qualité effectif Q d'une diode à capacité variable peut être mesuré en employant un «Q-mètre» ou un pont d'impédance (voir figure 5).



D = diode à mesurer
V = source de tension
Q = Q-mètre

Figure 5 – Circuit de base pour la mesure du facteur de qualité effectif

Description

- 1) La source de tension doit présenter une impédance élevée à la fréquence de mesure par rapport à celle du condensateur C; on réalise cette condition à l'aide de la résistance série R.
- 2) C est un condensateur de découplage présentant une impédance faible à la fréquence de mesure.
- 3) L est une inductance choisie pour résonner avec la capacité en parallèle du circuit, à la fréquence de mesure.
- 4) Il est supposé qu'il existe un chemin de faible résistance dans le Q-mètre entre les points A et B.

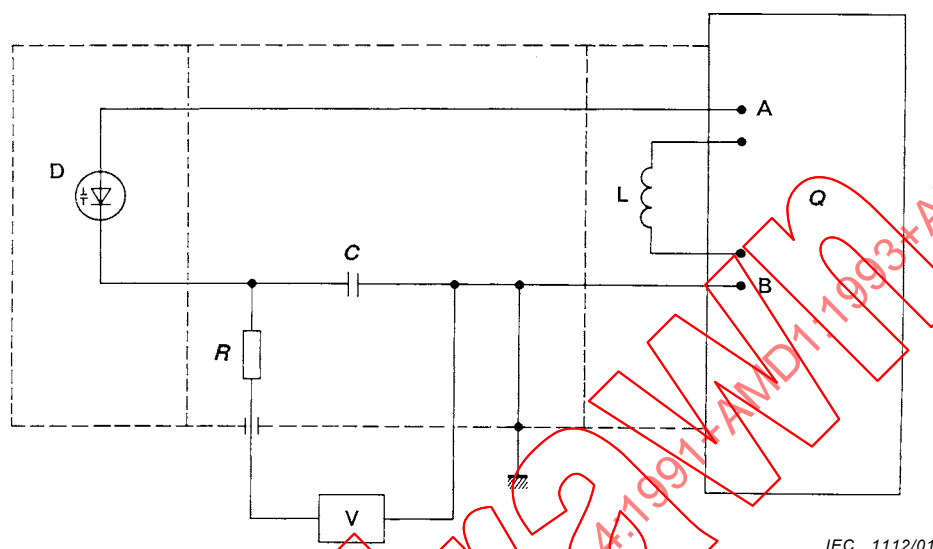
Le circuit de base d'un tel appareil comprend un générateur de signal à impédance de sortie négligeable attaquant une inductance à Q élevé en série avec une capacité variable de très bonne qualité. On peut mesurer le facteur Q de ce circuit à une fréquence donnée en accordant la capacité variable pour obtenir la résonance.

Q est donné par le rapport de la tension aux bornes de la capacité à la tension fournie par le générateur. Pour mesurer le facteur Q d'une diode à capacité variable, on doit la connecter en parallèle avec la capacité variable qui est dans le Q-mètre. On doit utiliser des composants ne laissant pas passer le courant continu, de façon à ce que la tension de polarisation désirée puisse être appliquée à la diode en mesure, mais le circuit de polarisation doit rester connecté au Q-mètre pendant toute la mesure.

On effectue quatre mesures: Q_1 et C_1 , le facteur Q du circuit et la grandeur de la capacité variable, la diode étant hors circuit; Q_2 et C_2 , le facteur Q du circuit et la valeur de la capacité variable pour la résonance à la même fréquence avec la diode connectée dans le circuit.

4.4 Effective quality factor Q

The effective quality factor Q of a variable capacitance diode can be measured using a "Q-meter" or an impedance bridge (see figure 5).



D = diode being measured
V = voltage source
Q = Q-meter

Figure 5 – Basic circuit for the measurement of effective quality factor

Description

- 1) The voltage source should present a high impedance at the frequency of measurement compared to that of the capacitor C ; this is obtained by means of series resistor R .
- 2) C is a decoupling capacitor having a low impedance at the frequency of measurement.
- 3) L is an inductor chosen to resonate with the parallel circuit capacitor at the frequency of measurement.
- 4) It is assumed that there is a low resistance path through the Q-meter between points A and B.

The basic circuit of such a meter consists of a signal generator of negligible output impedance driving a high Q inductance in series with a high-quality variable capacitance. The factor Q of this circuit can be measured at a given frequency by tuning the variable capacitance for resonance.

Q is given by the ratio of the voltage across the capacitance to the voltage supplied by the generator. In order to measure the factor Q of a variable capacitance diode, it must be connected in parallel with the variable capacitance in the Q-meter. DC isolating components must be used so that the desired bias voltage may be applied to the diode being measured, but the biasing circuit must remain connected to the Q-meter throughout the measurement.

Four measurements are made: Q and C_1 , the factor Q of the circuit and the magnitude of the variable capacitance with the diode not in circuit; and Q_2 and C_2 , the factor Q of the circuit and the value of the variable capacitance for resonance at the same frequency with the diode connected to the circuit.

Le facteur Q de la diode est alors calculé par l'expression:

$$Q = \left(\frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \right) \left(\frac{C_1 - C_2}{C_1} \right)$$

Deux précautions sont nécessaires:

- 1) La mesure doit être faite à une fréquence pour laquelle la réactance de self-inductance de la diode est négligeable par rapport à la réactance de la capacité.
- 2) On doit maintenir à une valeur relativement faible la grandeur du signal appliqué à la diode à capacité variable, de manière à ce que l'excursion dans la région non linéaire de la caractéristique de capacité soit petite. (Le résultat doit être indépendant du niveau du signal.)

NOTE

$$Q = \frac{1}{2\pi f \cdot C_j \cdot r_s} = \frac{f_c}{f}$$

Comme $C_p \leq C_j$ pour ces diodes, C_t et C_j peuvent être employées l'une pour l'autre dans cette section.

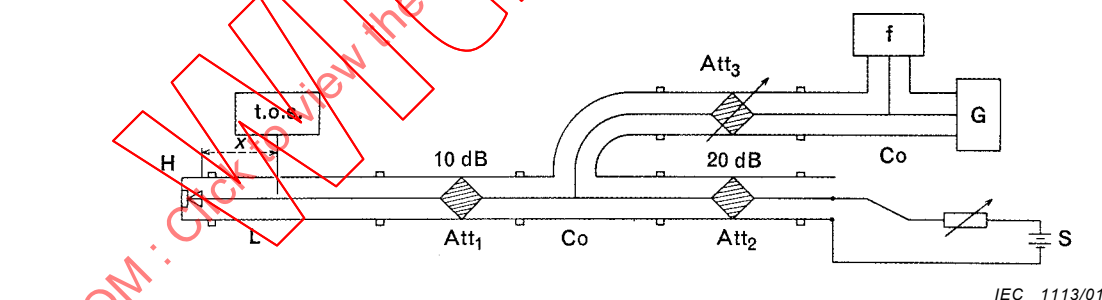
4.5 Résistance série r_s

La valeur effective de la résistance série r_s peut être déduite des valeurs de C_j et de f en employant la formule donnée en 4.4.

4.6 Inductance série L_s

Les mesures doivent être effectuées dans la région de fréquences dans laquelle l'effet de la capacité parasite C_p par rapport à l'impédance aux bornes de la diode peut être négligé.

La diode est insérée dans la tête de mesure comme l'indique la figure 6 qui est elle-même montée à l'extrémité du conducteur intérieur de la ligne coaxiale fendue.



- t.o.s. = appareil de mesure du taux d'ondes stationnaires
 x = distance
 H = tête pour la diode
 L = ligne fendue
 Att = atténuateur
 Co = coupleur
 G = générateur hyperfréquences
 S = source de polarisation
 f = fréquencesmètre

Figure 6 – Circuit de base pour la mesure de l'inductance série

The factor Q of the diode is then calculated using the expression:

$$Q = \left(\frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \right) \left(\frac{C_1 - C_2}{C_1} \right)$$

Two precautions are necessary:

- 1) The measurement must be made at a frequency at which the reactance of the self-inductance of the diode is negligible compared with the reactance of the capacitor.
- 2) The magnitude of the signal applied to the variable capacitance diode must be kept relatively small so that only a small excursion is made over the non-linear capacitance characteristic. The result must be independent of the signal level.

NOTE

$$Q = \frac{1}{2 \pi f \cdot C_j \cdot r_s} = \frac{f_c}{f}$$

Since $C_p \leq C_j$ for these diodes, C_i and C_j can be used interchangeably in this section.

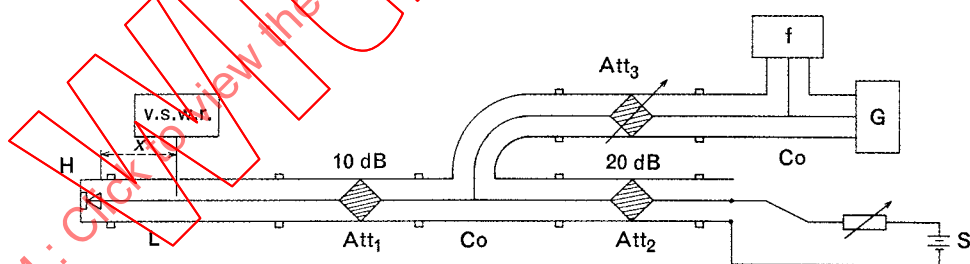
4.5 Series resistance r_s

The effective value of series resistance r_s can be deduced from the values of C_j and f using the formula given in 4.4.

4.6 Series inductance L_s

Measurements should be conducted in the frequency region where the effect of stray capacitance C_p relative to the terminal impedance of the diode can be neglected.

The diode is inserted in the measuring head as shown in figure 6 which is set on the tip of the inner conductor of the coaxial slotted line.



IEC 1113/01

- V.S.W.R. = voltage standing wave ratio meter
- x = distance
- H = diode head
- L = slotted line
- Att = attenuator
- Co = coupler
- G = microwave generator
- S = bias supply
- f = frequency meter

Figure 6 – Basic circuit for the measurement of series inductance

Les mesures sont effectuées de la manière suivante:

On détermine d'abord la position x_m pour laquelle la tension d'ondes stationnaires est minimale; elle est mesurée pour une tension de polarisation dans la région de conductance directe où la capacité aux bornes devient indépendante des variations de la tension de polarisation. La tension de polarisation doit être suffisamment élevée, de sorte que l'augmentation de cette tension ne modifie pas le résultat de la mesure. (Cette condition peut être satisfaite pour une tension de polarisation correspondant à un courant direct d'environ 5 mA.)

Ensuite, sans modification dans l'impédance de la ligne, on insère un bloc métallique dans la tête de mesure à la place de la diode afin d'effectuer un court-circuit pour la position du plan de référence qui doit être défini et spécifié par le fabricant de la diode. Dans cette condition, on détermine la position x_s , qui est la plus voisine de x_m , avec $x_s > x_m$, position à laquelle la tension d'ondes stationnaires est minimale.

On obtient la réactance de la diode par l'équation suivante:

$$X = Z_0 \tan \frac{2\pi(x_s - x_m)}{\lambda}$$

où

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne coaxiale

λ = longueur d'onde correspondant à la fréquence de mesure

L'inductance série L_s peut être obtenue en employant l'équation suivante:

$$L_s = \frac{X}{2\pi f}$$

NOTE A cause de la structure de certains dispositifs, cette méthode peut ne pas donner des résultats corrects. Dans ce cas, le fabricant devra indiquer une valeur pour cette inductance.

4.7 Résistance thermique R_{th}

4.7.1 But

Mesurer la résistance thermique entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif en mesure.

4.7.2 Principe de la méthode

On mesure les températures T_1 et T_2 d'un point de référence du dispositif pour deux dissipations de puissance P_1 et P_2 et pour des conditions de refroidissement telles que la température de jonction soit la même. On utilise la tension directe pour un courant de référence donné, pour vérifier qu'on a bien la même température de jonction.

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_2 - P_1}$$

Measurements are as follows:

First, determine position x_m where the standing wave voltage is minimum as measured at a bias voltage in the forward region where the terminal capacitance becomes independent of the change of bias voltage. This bias voltage should be sufficiently high so that an increase of this voltage would not affect the result of the measurement. (This condition may be satisfied when about 5 mA forward current flows.)

Next, without any break in the impedance of the line, a metal block is inserted in the measuring head in place of the diode. This is done in order to provide a short-circuit at the reference plane position which is defined and should be specified by the manufacturer of the diode. In this condition, position x_s nearest to x_m and larger than x_m is found where the standing wave voltage is minimum.

The reactance of the diode is obtained by the following equation:

$$X = Z_0 \tan \frac{2\pi(x_s - x_m)}{\lambda}$$

where

Z_0 = characteristic impedance of the coaxial line

λ = wavelength of the measuring frequency

The series inductance L_s can be obtained by use of the following equation:

$$L_s = \frac{X}{2\pi f}$$

NOTE The structure of some devices may prevent this method of measurement from giving correct results. In this case, a value for the inductance will have to be given by the manufacturer.

4.7 Thermal resistance R_{th}

4.7.1 Purpose

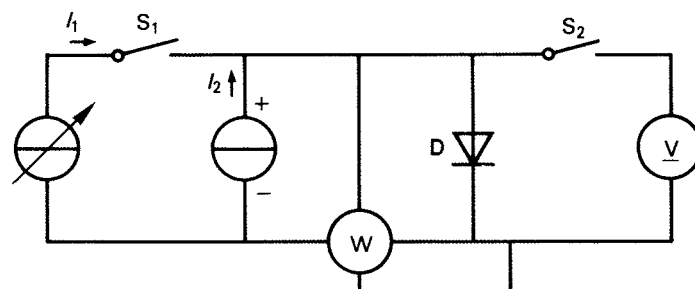
To measure the thermal resistance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

4.7.2 Principle of the method

The temperatures T_1 and T_2 of the reference point of the device are measured for two different power dissipations P_1 and P_2 and cooling conditions causing the same junction temperature. The forward voltage at a reference current is used to verify that the same junction temperature has been reached.

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_2 - P_1}$$

4.7.3 Schéma de base



IEC 1114/01

D = dispositif en mesure

Figure 7

4.7.4 Description et exigences du circuit

- I_1 = courant de charge provoquant la perte de puissance P dans la jonction, soit un courant continu soit un courant alternatif
- I_2 = courant continu de référence contrôlé lorsque le courant de charge I_1 est interrompu périodiquement pendant de courts intervalles de temps
- W = wattmètre qui indique la puissance dissipée P dans la jonction par le passage du courant de charge I_1 ; dans la méthode en alternatif, W mesure la puissance moyenne dissipée dans le dispositif en mesure
- S_1 = interrupteur électronique destiné à interrompre périodiquement le courant de charge I_1 pour la méthode en continu; l'interrupteur S_1 n'est pas nécessaire
- S_2 = interrupteur électronique, fermé lors de l'interruption du courant de charge I_1
- V = voltmètre de zéro

4.7.5 Précautions à prendre

Des transitoires de tension ont lieu à cause des porteurs de charge en excès lors de la commutation du courant de charge I_1 au courant de référence I_2 . Des transitoires de tension supplémentaires ont lieu si le bûnétier du dispositif en essai contient un matériau ferromagnétique. L'interrupteur S_2 ne doit pas être fermé tant que ces transitoires n'ont pas disparu.

NOTE Le courant de charge I_1 défini en 4.7.4 peut être nul; dans ce cas, la puissance dissipée P_1 est nulle également et la température virtuelle de jonction est la même que la température T_1 du point de référence.

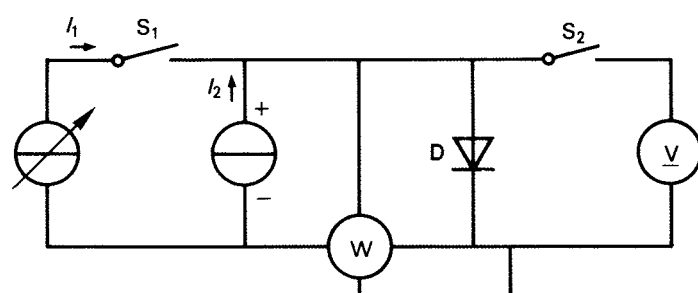
4.7.6 Exécution

Fixer le dispositif à mesurer sur un radiateur maintenu à température fixe. Fixer un thermocouple au point de référence afin de mesurer la température du dispositif en mesure. Faire la mesure en deux étapes.

- a) Maintenir le radiateur à une température élevée. Faire circuler un faible courant de charge I_1 ce qui provoque une dissipation de puissance P_1 dans la jonction. Quand l'équilibre thermique est atteint, mettre le voltmètre V à zéro.

Enregistrer la température T_1 du point de référence.

4.7.3 Basic circuit diagram



IEC 11/14/01

D = device being measured

Figure 7

4.7.4 Circuit description and requirements

- I_1 = load current generating the power loss P in the junction, either a d.c. current or an a.c. current
- I_2 = reference d.c. current monitored when the load current I_1 is interrupted periodically for short time gaps
- W = wattmeter to indicate the power loss P in the junction caused by the load current I_1 ; for the a.c. method, W measures the average power dissipated in the device being measured
- S_1 = electronic switch to interrupt periodically the load current I_1 ; for the d.c. method, switch S_1 is not mandatory
- S_2 = electronic switch, which is closed when the load current I_1 is interrupted
- V = null-method voltmeter

4.7.5 Precautions to be observed

Voltage transients occur due to excess charge carriers when switching from the load current I_1 to the reference current I_2 . Additional voltage transients occur if the case of the device under test contains ferromagnetic material. The switch S_2 should not be closed before these transients have disappeared.

NOTE The load current I_1 defined in 4.7.4 may be zero, in which case the power loss P_1 is also zero and the virtual junction temperature is the same as the reference-point temperature T_1 .

4.7.6 Measurement procedure

The device being measured is clamped onto a heat sink maintained at a fixed temperature. A thermocouple is fixed at the reference point to measure the temperature of the device being measured. The measurement is done in two steps.

- a) The heat sink is maintained at an elevated temperature. A low load current I_1 is applied causing the power loss P_1 in the junction. After reaching thermal equilibrium, the null-method voltmeter V is adjusted for zero balance.

The reference-point temperature T_1 is recorded.

- b) Maintenir le radiateur à une température plus basse. Augmenter le courant I_1 jusqu'à ce que la puissance dissipée P_2 chauffe la jonction à la même température que celle atteinte au cours de l'opération précédente. Cette condition est réalisée lorsque le voltmètre V est au zéro.

Enregistrer la température T_2 du point de référence du boîtier.

Calculer la résistance thermique R_{th} d'après l'expression suivante:

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_2 - P_1}$$

4.8 Impédance thermique transitoire Z_{th}

4.8.1 But

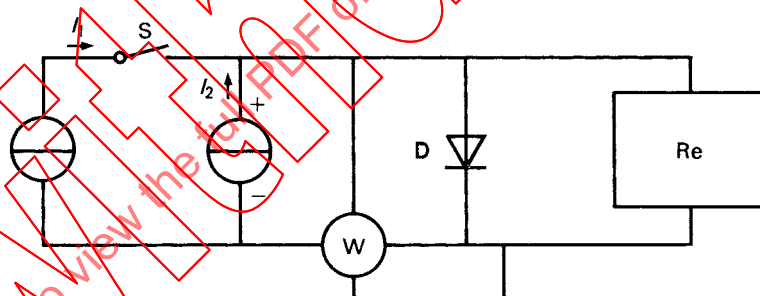
Mesurer l'impédance thermique transitoire entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif en mesure.

4.8.2 Principe de la méthode

Après avoir appliqué le courant qui chauffe la jonction et avoir attendu que l'équilibre thermique soit atteint, on enregistre la puissance dissipée dans le dispositif. On interrompt alors le courant et on enregistre la tension directe pour le courant de référence ainsi que la température du point de référence en fonction du temps.

On calcule la température virtuelle de jonction en fonction du temps au moyen de la courbe d'étalonnage obtenue avec le même courant de référence.

4.8.3 Schéma de base



IEC 1115/01

D = dispositif en mesure

Figure 8

4.8.4 Description et exigences du circuit

I_1 = courant de charge provoquant la perte de puissance P dans la jonction

I_2 = courant continu de référence

S = interrupteur destiné à couper le courant de charge I_1

W = wattmètre indiquant la puissance dissipée P dans la jonction par le passage du courant de charge I_1

Re = enregistreur, par exemple oscillographe, enregistrant la variation en fonction du temps de la tension directe due à I_2

- b) The heat sink is maintained at a lower temperature. The load current I_1 , is raised until the power loss P_2 warms up the junction to the same temperature as in the preceding step. This is indicated by zero balance of the null-method voltmeter V.

The reference-point temperature T_2 of the case is recorded.

The thermal resistance R_{th} is calculated using the expression:

$$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{P_2 - P_1}$$

4.8 Transient thermal impedance Z_{th}

4.8.1 Purpose

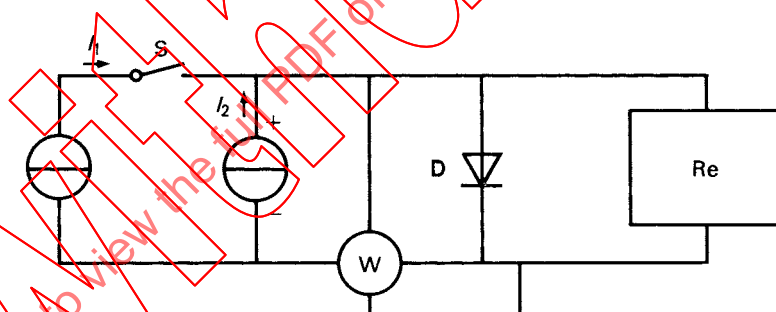
To measure the transient thermal impedance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

4.8.2 Principle of the method

After applying the heating current and waiting until thermal equilibrium is reached, the power dissipated in the device is recorded. The heating current is then interrupted and the forward voltage at the reference current together with the reference-point temperature are recorded as a function of time.

The virtual junction temperature as a function of time is then calculated by means of the calibration curve obtained for the same reference current.

4.8.3 Basic circuit diagram



IEC 1115/01

D = device being measured

Figure 8

4.8.4 Circuit description and requirements

I_1 = load current generating the power loss P in the junction

I_2 = reference d.c. current

S = switch to interrupt the load current I_1

W = wattmeter to indicate the power loss P in the junction caused by the load current I_1

Re = recording equipment, e.g. an oscillograph, to record the time variation of the forward voltage caused by I_2

4.8.5 Exécution

- 1) Préparer une courbe d'étalonnage en mesurant la tension directe ou la tension à l'état passant due au courant de référence I_2 en fonction de la température virtuelle de jonction, en faisant varier la température externe du dispositif, par exemple au moyen d'un bain d'huile.
- 2) Fixer le dispositif mesuré sur un radiateur maintenu à une température fixe. Fixer un thermocouple au point de référence afin de mesurer la température du point de référence T_c du dispositif en mesure. Faire circuler le courant I_1 , provoquant ainsi une dissipation de puissance P dans le dispositif en mesure jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint.
- 3) Interrompre le courant I_1 en ouvrant l'interrupteur S. Noter sur l'enregistreur Re la tension directe due au courant de référence I_2 en fonction du temps de refroidissement. Enregistrer la température du point de référence pendant ce même temps.
- 4) Convertir la courbe de tension directe enregistrée en température virtuelle de jonction T_{vj} au moyen de la courbe d'étalonnage. Calculer l'impédance thermique transitoire $Z_{(th)t}$ en utilisant l'expression suivante:

$$Z_{(th)t} = \frac{[T_{vj}(0) - T_c(0)] - [T_{vj}(t) - T_c(t)]}{P}$$

où

$T_{vj}(0)$ et $T_c(0)$ = températures au temps $t = 0$ lorsqu'on ouvre l'interrupteur S

$T_{vj}(t)$ et $T_c(t)$ = températures au temps t

4.9 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 facteur Q effectif de la diode, on recommande d'indiquer la méthode de mesure utilisée pour obtenir cette valeur. Cela 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.

4.9.1 Mesures à l'aide d'une ligne de transmission

Ces mesures permettent d'évaluer les principales propriétés des diodes hyperfréquence 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.

4.9.1.1 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.

4.8.5 Measurement procedure

- 1) A calibration curve is prepared by measuring the on-state or forward voltage generated by the reference current I_2 as a function of the virtual junction temperature by varying the device temperature externally e.g. by means of an oil bath.
- 2) The device being measured is clamped onto a heat sink maintained at a fixed temperature. A thermocouple is fixed at the reference point to measure the reference point temperature T_c of the device being measured. The heating current I_1 is applied generating the power loss P in the device being measured until thermal equilibrium is reached.
- 3) The heating current I_1 , is interrupted by opening the switch S . The forward voltage generated by the reference current I_2 is recorded as a function of the cooling time by the recording equipment Re . The reference point temperature is recorded during this time.
- 4) The curve of the recorded forward voltage is converted to the virtual junction temperature T_{vj} by means of the calibration curve. The transient thermal impedance $Z_{(th)t}$ is calculated using the expression:

$$Z_{(th)t} = \frac{[T_{vj}(0) - T_c(0)] - [T_{vj}(t) - T_c(t)]}{P}$$

where

$T_{vj}(0)$ and $T_c(0)$ = temperatures at the time $t = 0$ when opening switch S

$T_{vj}(t)$ and $T_c(t)$ = temperatures at the time t

4.9 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 factor 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 given methods.

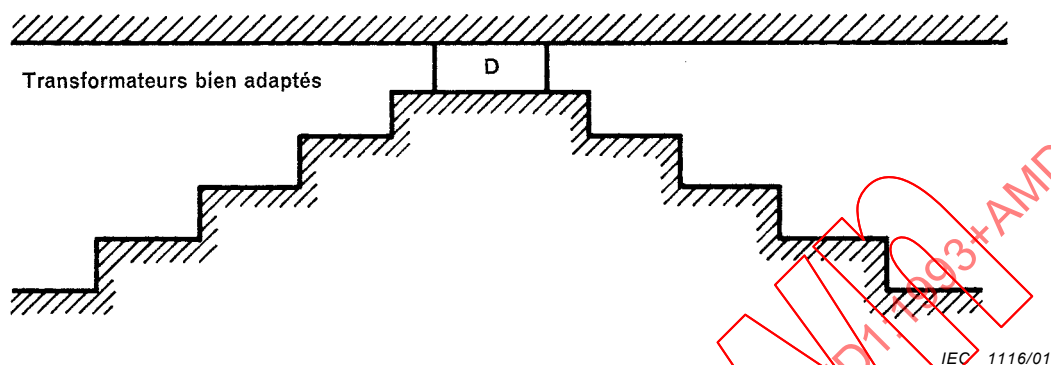
4.9.1 Transmission line measurements

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.

4.9.1.1 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.

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 9.



D = diode à mesurer

Figure 9 – 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.

La figure 10 indique le circuit équivalent de la diode ainsi montée.

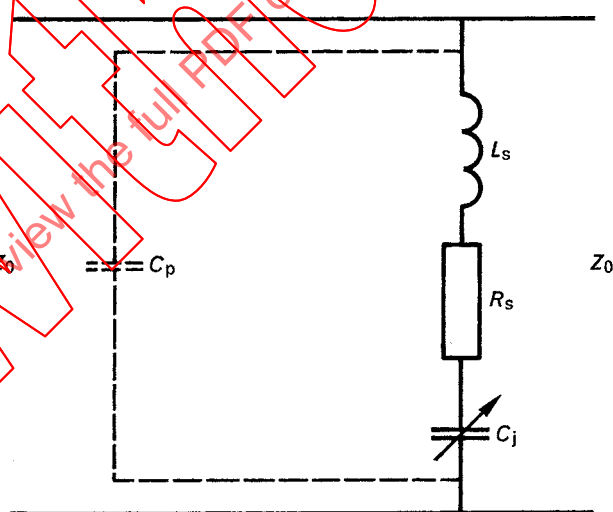


Figure 10 – Circuit équivalent de la diode dans sa monture

où

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne de transmission

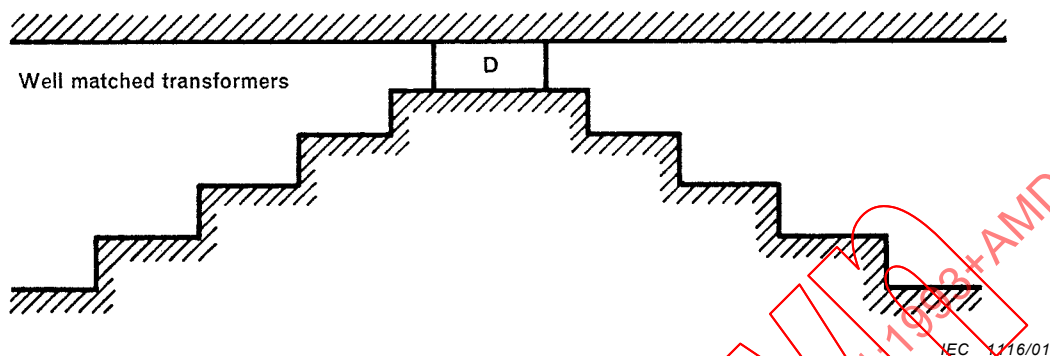
C_p = capacité du boîtier

L_s = inductance série

R_s = résistance série

C_j = capacité de jonction

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 9.



D = diode being measured

Figure 9 – Waveguide mounting

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.

The equivalent circuit of the mounted diode is shown in figure 10.

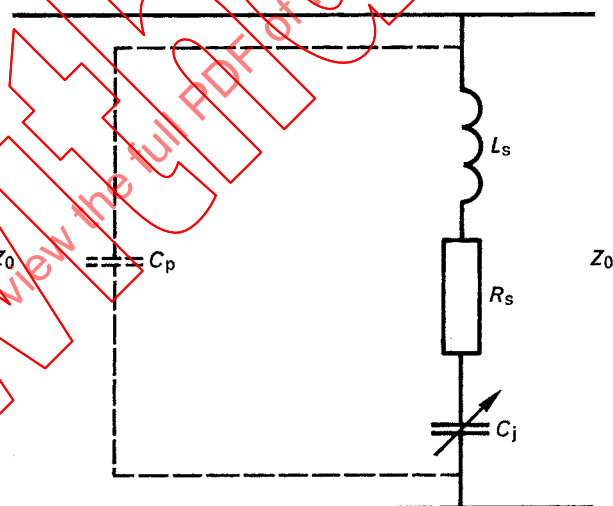


Figure 10 – Equivalent circuit of mounted diode

where

- Z_0 = characteristic impedance of transmission line
- C_p = package capacitance
- L_s = series inductance
- R_s = series resistance
- C_j = junction capacitance

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.

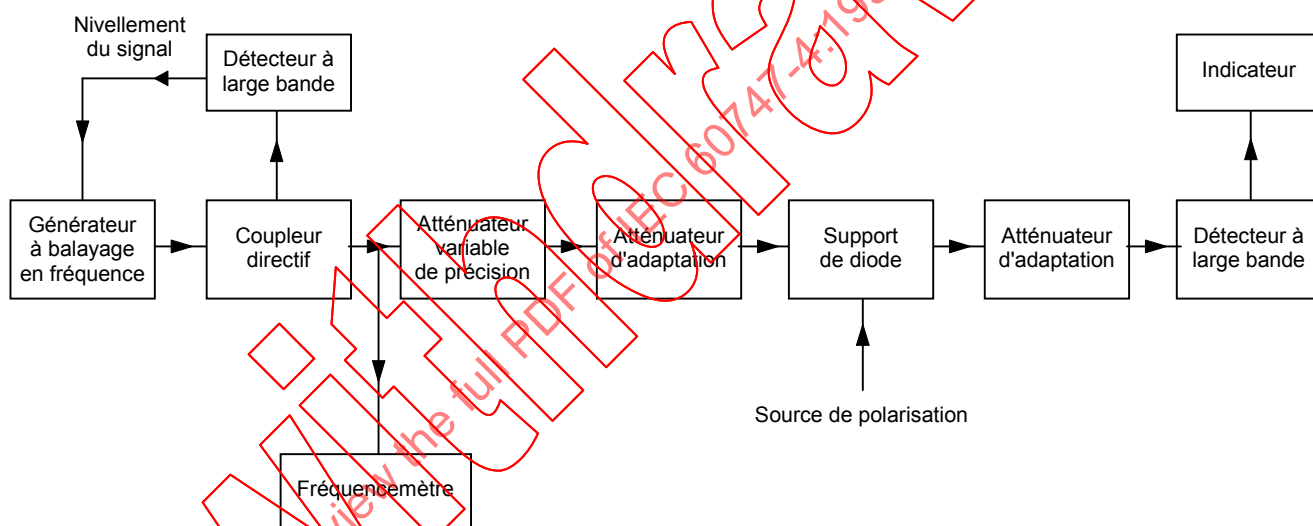
A partir de quatre mesures, à savoir:

- 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.

4.9.1.2 Schéma



IEC 1118/01

Figure 11 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure des pertes de transmission

4.9.1.3 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 directs, les fréquencemètres, les atténuateurs et les détecteurs sont correctement adaptés et qu'ils fonctionnent correctement dans toute la gamme de fréquences 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 RF devra être capable d'avoir un fonctionnement stable pour un niveau de signal équivalent aux conditions normales en petits signaux pour la diode.

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

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

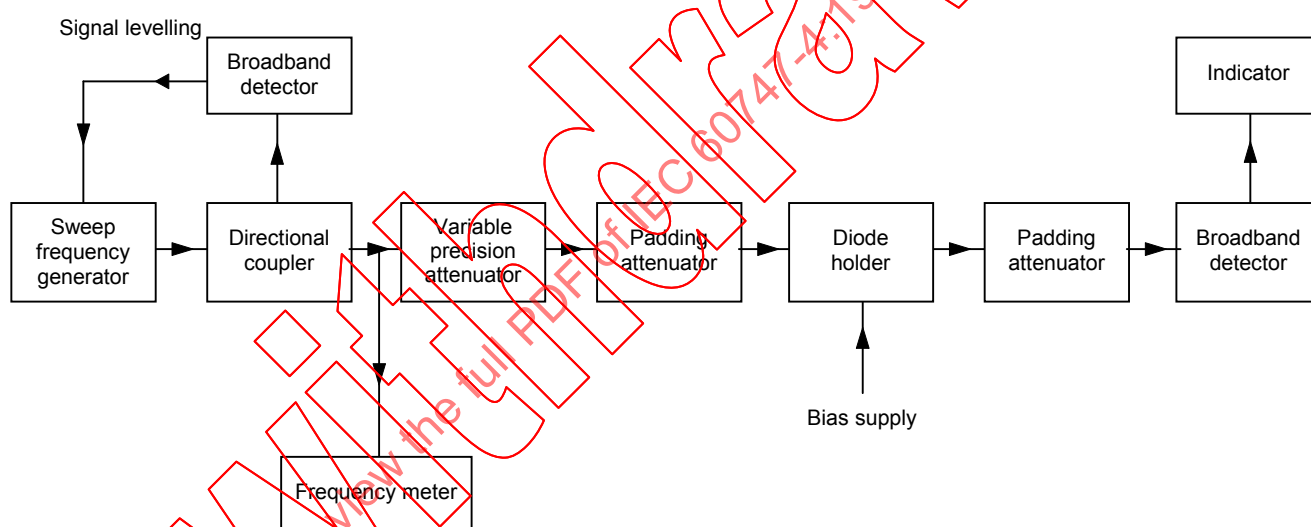
Four measurements, namely:

- transmission loss at the series resonant frequency at zero bias;
- the bandwidth of the transmission characteristic;
- the value of the series resonant frequency;
- the variation of the series resonant frequency with bias;

enable the four unknown quantities:

- Series resistance (R_s);
- Junction capacitance (C_j);
- Series inductance (L_s);
- Variation of junction capacitance with bias to be determined.

4.9.1.2 Circuit diagram



IEC 1118/01

Figure 11 – Block diagram of transmission loss measurement circuit

4.9.1.3 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 RF 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.

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 9).

4.9.1.4 Exécution

On met la diode dans le support spécifié qui est relié à un système de transmission équivalent à celui qui est indiqué à la figure 11.

4.9.1.4.1 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 RF transmise est minimale. La puissance incidente RF sur la diode doit être maintenue constante pendant le balayage.

4.9.1.4.2 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 RF 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 figure 12).

4.9.1.4.3 Résistance série

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

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

où

L_s = inductance série

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

on peut mesurer la perte dans la ligne de transmission comme en 4.9.1.4.2 et en déduire la résistance parallèle effective:

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

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

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 9).

4.9.1.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the specified holder which is connected in a transmission system equivalent to that shown in figure 11.

4.9.1.4.1 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 RF power. The incident RF power level on the diode shall be kept constant during the sweep.

4.9.1.4.2 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 the one recorded initially. The change in the attenuator setting then gives the transmission loss (T) at resonance. It is essential that the incident RF 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 12).

4.9.1.4.3 Series resistance

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

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

where

L_s = series inductance

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

the loss in a transmission may be measured as in 4.9.1.4.2 and the effective shunt resistance derived from:

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

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

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.

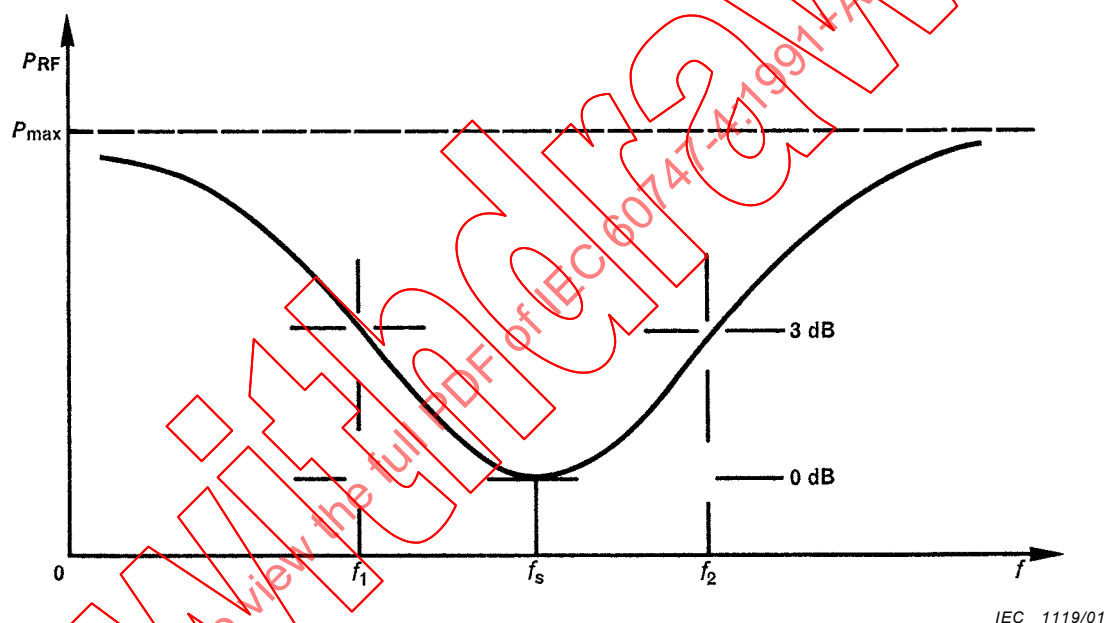
On peut également obtenir une mesure de la variation du facteur Q effectif avec la polarisation.

4.9.1.4.4 Valeur du facteur Q effectif

a) Première méthode

On peut obtenir la valeur du facteur 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 figure 12). Si les fréquences pour lesquelles ceci est réalisé sont f_1 et f_2 , on a:

$$Q = \frac{f_s}{|f_1 - f_2|}$$



f_s = fréquence de résonance série

Figure 12 – Courbe indiquant la puissance transmise en fonction de la fréquence

D'autre part, comme

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

d'après l'équation (1), 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.

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.

4.9.1.4.4 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 the one obtained at the resonant frequency (see figure 12). If the frequencies at which this is achieved are f_1 and f_2 , then:

$$Q = \frac{f_s}{|f_1 - f_2|}$$

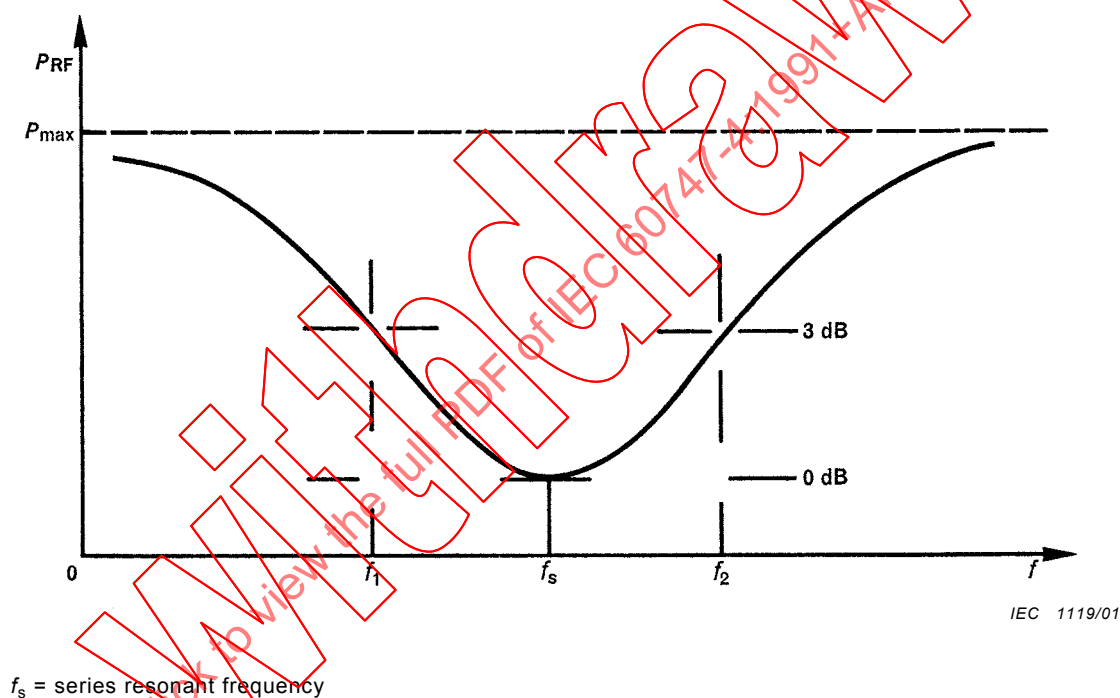


Figure 12 – Curve indicating transmitted power versus frequency

Alternatively, since

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

from equation (1), a plot of $\frac{1}{f_s^2}$ against bias will provide a plot of KC 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.

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:

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

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 facteur Q effectif par la mesure de l'impédance transformée, indiquée en 4.10.

4.9.1.4.5 Fréquence de coupure

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

$$f_{c(0V)} = Q f_{s(0V)} \quad (3)$$

4.9.1.4.6 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 (3) et celle de R_s donnée par l'équation (2):

$$C_{j(0V)} = \frac{1}{2\pi R_s f_{c(0V)}}$$

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 4.9.1.4.4).

4.9.1.4.7 Inductance série

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

$$f_{s(0V)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_{j(0V)}}}$$

4.9.1.4.8 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.

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:

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

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 4.10.

4.9.1.4.5 Cut-off frequency

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

$$f_{c(0V)} = Qf_{s(0V)} \quad (3)$$

4.9.1.4.6 Junction capacitance at zero bias

This may be obtained using the value of the cut-off frequency (f_c) from equation (3) and R_s from equation (2):

$$C_{j(0V)} = \frac{1}{2\pi R_s f_{c(0V)}}$$

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 4.9.1.4.4).

4.9.1.4.7 Series inductance

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

$$f_{s(0V)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_{j(0V)}}}$$

4.9.1.4.8 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.

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 4.9.1.4.4).

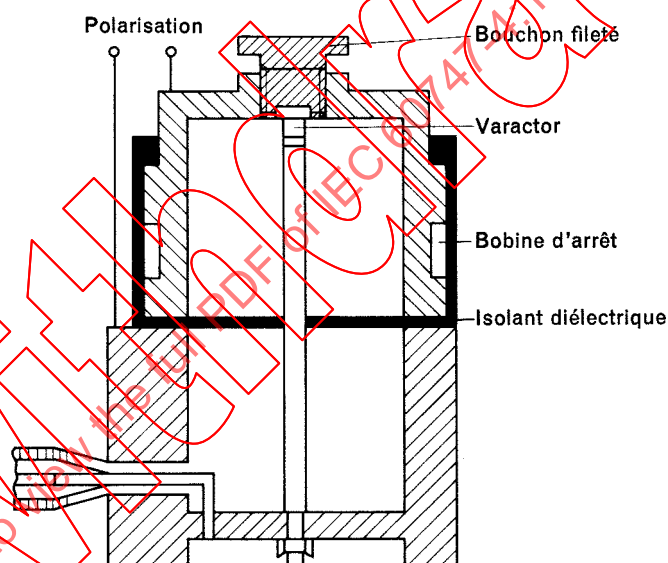
Si $C_{j(V_F)}$ et $C_{j(V_{-x})}$ sont les valeurs respectives de capacité, on a alors:

$$y = \frac{C_{j(V_F)} - C_{j(V_{-x})}}{2[C_{j(V_F)} + C_{j(V_{-x})}]}$$

4.9.2 Méthode de la cavité

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

NOTE On considère que cette méthode est utilisable jusqu'à une fréquence de mesure de 15 GHz (tandis que la méthode 1, décrite en 4.9.1, s'applique davantage aux mesures à une fréquence supérieure à 6 GHz).



IEC 1120/01

Figure 13 – Exemple de cavité

4.9.2.1 Théorie

Dans cette méthode, on évalue l'effet d'une diode varactor sur la fréquence de résonance et sur le facteur de qualité d'un résonateur à cavité coaxiale, dont la longueur est voisine d'une demi-longueur d'onde à la fréquence de mesure. La diode est placée entre le conducteur central et la paroi plane de la cavité comme il est indiqué à la figure 13.

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

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 4.9.1.4.4).

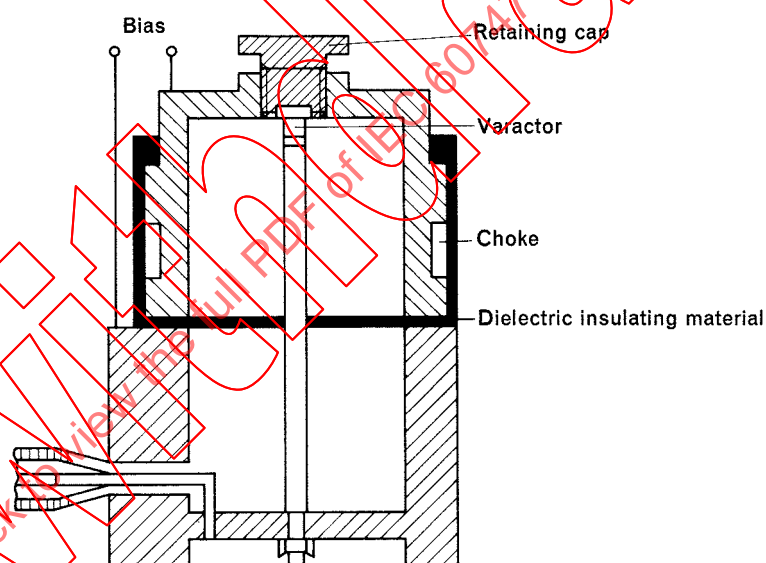
If $C_{j(V_F)}$ and $C_{j(V_{-x})}$ are the capacitance values respectively, then:

$$y = \frac{C_{j(V_F)} - C_{j(V_{-x})}}{2[C_{j(V_F)} + C_{j(V_{-x})}]}$$

4.9.2 Cavity method

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

NOTE It is considered that this method is usable up to a measurement frequency of 15 GHz (whereas method 1, described in 4.9.1, is more practical for measurement above 6 GHz).



IEC 1120/01

Figure 13 – Example of cavity

4.9.2.1 Theory

In this method, the effect is evaluated of a varactor diode on the resonant frequency and Q-factor of a coaxial cavity resonator about half-wavelength at the operating frequency. The diode is mounted between the centre conductor and the plane wall of the cavity resonator as shown in figure 13.

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

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

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

Les caractéristiques suivantes doivent être déterminées pour la cavité:

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

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

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

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

et la fréquence de coupure:

$$f_{co} = 2 a k Q_{ro} C_{j0}$$

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

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

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

$$r_{so} = \frac{1}{2\pi f_{co} C_{j0}}$$

et le facteur effectif Q_{eff} , pour la tension de polarisation V_0 , est donné par:

$$Q_{eff} = \frac{f_{co}}{f_{ro}}$$

This method will determine the junction capacitance C_{j0} and the cut-off frequency f_{co} at bias voltage V_0 .

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

The following characteristics must be determined for the cavity:

- f_{ro} = resonant frequency of the cavity with the varactor at the bias voltage V_0
- Q_{ro} = loaded Q-factor of the cavity with the varactor at the bias voltage V_0
- C_p = stray capacitance of the varactor case
- $C_T(V)$ = the variation of the total low-frequency capacitance of the varactor (junction capacitance) versus the bias voltage around V_0
- $f_r(V)$ = the variation of the resonant frequency of the cavity with the varactor versus bias voltage around V_0
- f' = the resonant frequency of the cavity when the varactor is replaced by a metallic dummy diode with the same dimensions as the diode being measured
- Q' = unloaded-Q of the cavity when the varactor is replaced by the dummy diode

From the knowledge of $C_T(V)$ and $f_r(V)$, a curve can be derived which represents f_r versus C_T . This curve enables a quantity "a" to be evaluated, "a" being the slope of the curve at $C_T = C_T(V_0)$.

This junction capacitance, deduced at the bias voltage V_0 is given by:

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

and the cut-off frequency:

$$f_{co} = 2 \pi a k Q_{ro} C_{j0}$$

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

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

Series resistance, at the bias voltage V_0 , is given by:

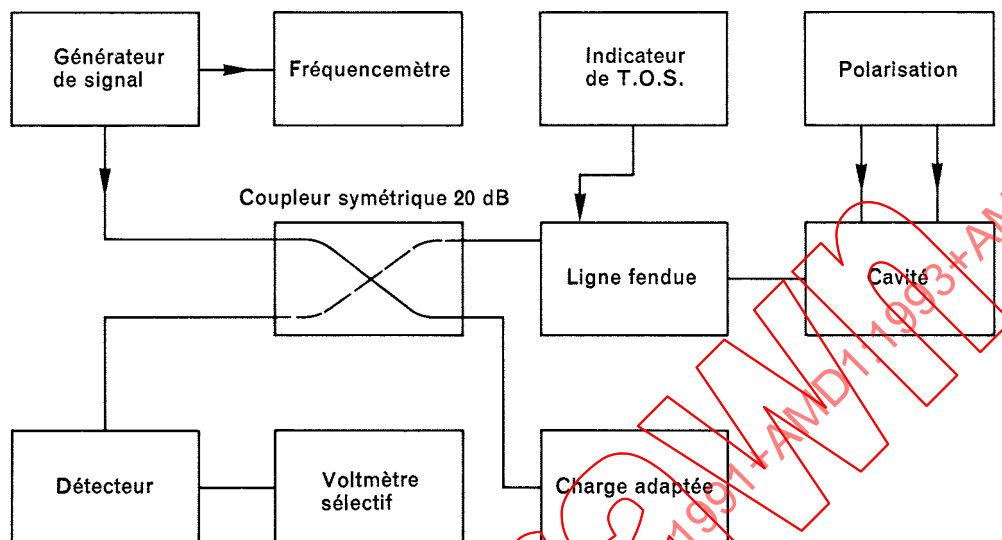
$$r_{so} = \frac{1}{2\pi f_{co} C_{j0}}$$

and the effective Q_{eff} at bias voltage V_0 is given by:

$$Q_{eff} = \frac{f_{co}}{f_{ro}}$$

4.9.2.2 Mesures

4.9.2.2.1 Schéma



IEC 1121/01

Figure 14 – Schéma synoptique

4.9.2.2.2 Description et exigences du circuit

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

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

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

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

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

4.9.2.2.3 Exécution

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

Effectuer la mesure de la fréquence de résonance $f_r(V)$ pour un certain nombre de valeurs de la polarisation autour de V_0 (par exemple si $V_0 = -6$ V, on peut mesurer f_r pour les tensions suivantes: -4 V; -4,5 V; -5 V; -5,5 V; -6 V; -6,5 V; -7 V; -7,5 V).

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

4.9.2.2 Measurements

4.9.2.2.1 Circuit diagram

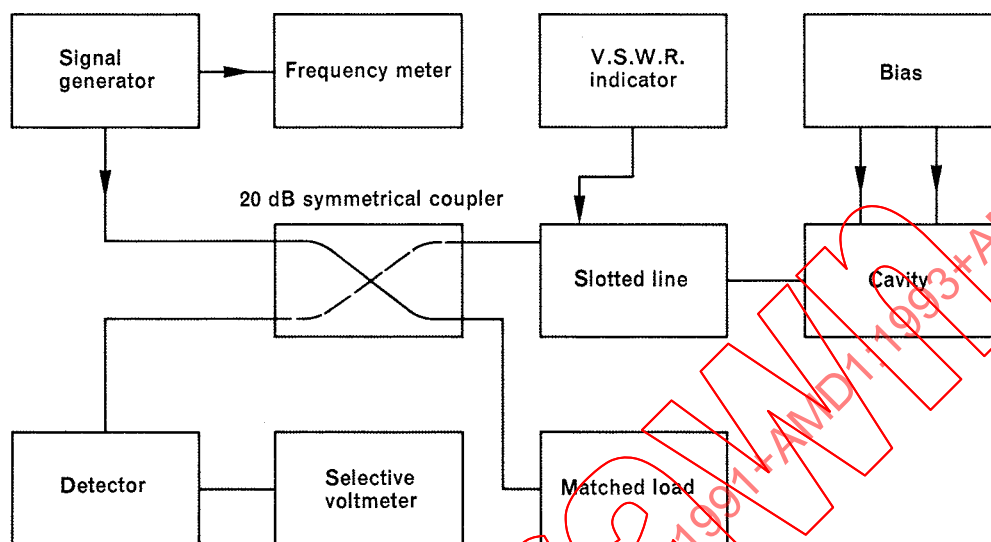


Figure 14 – Block diagram

4.9.2.2.2 Circuit description and requirements

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

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

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

$$P = \frac{\pi (r+1)^2}{4r} \frac{f_{r0}^2}{f_{co}} C_{jo} V_p^2$$

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

4.9.2.2.3 Measurement procedure

a) Measurement of $f_r(V)$ and f_{r0}

The measurement of the resonant frequency $f_r(V)$ is performed at a number of bias points around V_0 (e.g. if $V_0 = -6$ V, f_r can be measured at the following voltages: -4 V; $-4,5$ V; -5 V; $-5,5$ V; -6 V; $-6,5$ V; -7 V; $-7,5$ V).

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

b) *Mesure de Q_{r0}*

Amener la tension de polarisation à V_0 et déduire la valeur de Q_{r0} de la mesure de R.O.S. (ou T.O.S.).

c) *Mesure de f' et de Q'*

Obtenir ces valeurs de la même façon que f_r et Q_{r0} une fois le varactor remplacé par une diode fictive.

Ces deux valeurs sont des caractéristiques fondamentales de la cavité.

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

On obtient la capacité totale du varactor:

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

par une mesure avec un pont conventionnel basse fréquence.

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

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

où

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

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

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

4.9.2.4 Mesure directe de C_p

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

4.10 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.

4.10.1 Théorie

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

$$Z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

b) *Measurement of Q_{r0}*

Set the bias voltage to V_0 and determine the value of the loaded Q_{r0} by means of V.S.W.R. measurement.

c) *Measurement of f' and Q'*

These values are obtained in the same way as f_r and Q_{r0} after the varactor has been replaced by a dummy diode.

These are fundamental characteristics of the cavity.

4.9.2.3 Measurement of $C_T(V)$ and C_p

The total capacitance of the varactor diode:

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

is obtained by a conventional low-frequency bridge measurement.

The value of C_p can be deduced using the expression:

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

where

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

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

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

4.9.2.4 Direct measurement of C_p

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

4.10 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.

4.10.1 Theory

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

$$Z = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

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:

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \quad (4)$$

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:

$$Z_2^a = \alpha (R_1 + jX_1) + j\beta = \alpha R_1 + j (\alpha X_1 + \beta) \quad (5)$$

et
$$Z_2^b = \alpha (R_1 + jX_1 + \Delta X) + j\beta = \alpha R_1 + j (\alpha X_1 + \alpha \Delta X + \beta) \quad (6)$$

On voit, d'après l'équation (4), 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 (5) et (6), 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 correspondant 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:

$$Q = \Delta Q \cdot \sigma \quad (7)$$

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.

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:

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \quad (4)$$

where α and β are real numbers.

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

$$Z_2^a = \alpha (R_1 + jX_1) + j\beta = \alpha R_1 + j (\alpha X_1 + \beta) \quad (5)$$

and
$$Z_2^b = \alpha (R_1 + jX_1 + \Delta X) + j\beta = \alpha R_1 + j (\alpha X_1 + \alpha \Delta X + \beta) \quad (6)$$

From equation (4), 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 (5) and (6), 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 subscripts 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:

$$Q = \Delta Q \cdot \sigma \quad (7)$$

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:

$$\sigma_{12} = \frac{C_1}{\Delta C_{12}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\phi - V_1}{\phi - V_2} \right)^\eta} \quad (8)$$

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 rapprochés, 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:

$$\sigma = \frac{1 + \frac{\Delta C_{23}}{\Delta C_{12}}}{1 - \frac{\Delta C_{23}}{\Delta C_{12}} \frac{\Delta Q_{12}}{\Delta Q_{23}}} \quad (9)$$

Les valeurs correspondantes de ΔQ_{12} et de ΔQ_{23} peuvent s'obtenir en utilisant l'une des équations (10), (11), (12) ou (13).

Détermination de ΔQ

La valeur de ΔQ peut être obtenue en utilisant l'une des deux expressions (10) ou (12) dessous:

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{\frac{(\eta_1 - \eta_2)^2 + (\eta_1^2 - 1)(\eta_2^2 - 1)\sin^2 \Delta \Psi}{\eta_1 \eta_2}} \quad (10)$$

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.

Derivation of σ

The value of σ_{12} may be obtained from the expression:

$$\sigma_{12} = \frac{C_1}{\Delta C_{12}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{\phi - V_1}{\phi - V_2} \right)^\eta} \quad (8)$$

where

ϕ = quasi-contact potential difference

η = factor of non-linear dependence of C on V

EXAMPLE: For silicon varactors made by a diffusion process, η is usually given as $\frac{1}{3}$ and ϕ is of the order of 0,5 volt.

If $V_1 = -4,5$ volts and $V_2 = -6$ volts, then $\sigma = 10$, i.e. $Q = 10 \Delta Q$.

The value of σ may be obtained experimentally by the measurement of the capacitance variation between three closely grouped bias points, say 1, 2 and 3, so that we have ΔC_{12} and ΔC_{23} .

The value of σ may then be obtained from:

$$\sigma = \frac{1 + \frac{\Delta C_{23}}{\Delta C_{12}}}{1 - \frac{\Delta C_{23}}{\Delta C_{12}} \frac{\Delta Q_{12}}{\Delta Q_{23}}} \quad (9)$$

The corresponding values of ΔQ_{12} and ΔQ_{23} may be obtained using equations such as (10), (11), (12) or (13) as convenient.

Derivation of ΔQ

The value of ΔQ may be obtained from using either of the two expressions (10) or (12) as below:

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{\frac{(\eta_1 - \eta_2)^2 + (\eta_1^2 - 1)(\eta_2^2 - 1)\sin^2 \Delta \Psi}{\eta_1 \eta_2}} \quad (10)$$

where

$10 \log (\eta_1^2)$ = power standing wave ratio (dB) at bias value 1

$10 \log (\eta_2^2)$ = power standing wave ratio (dB) at bias value 2

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

where M_1 and M_2 are positions of minimum at bias values 1 and 2 respectively.

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 (10) peut se simplifier en:

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{\eta_1 \eta_2} \sin \Delta \Psi \quad (11)$$

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

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

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

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

Cette formule peut en pratique, avec une précision meilleure que 1 %, se réduire à:

$$\Delta Q_{12} = \sin \frac{\theta}{2} \sqrt{r_1 r_2} \quad (13)$$

En considérant la formule générale (12) dans le cas particulier où l'on s'arrange pour avoir $r_1 = 1$ (c'est-à-dire une condition d'adaptation pour la tension de polarisation voulue), la formule se réduit à:

$$\Delta Q_{12} = \frac{r_2 - 1}{\sqrt{r_2}} \quad (14)$$

Si l'on s'arrange pour obtenir des conditions d'adaptation pour une tension de polarisation voulue, l'impédance dans le plan de mesure coïncidera avec le cercle de résistance unité sur le diagramme de Smith. Il s'ensuit que l'on définit le plan dans lequel l'impédance Z_{in} est donnée par:

$$Z_{in} = Z_0 \left(1 + j \frac{\Delta X}{R} \right) = Z_0 (1 + j \Delta Q) \quad (15)$$

où

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne de transmission

La variation de réactance ΔX est alors mesurée «par rapport à R » comme étant égale à ΔQ , si bien que l'on peut écrire:

$$\Delta Q = \frac{X_{(v)} - X_0}{R} = Q - Q_0 \quad (16)$$

For very large values of η_1 and η_2 (viz. values usually obtained in the case of high-quality diodes), equation (10) may be simplified to:

$$\Delta Q_{12} = \sqrt{\eta_1 \eta_2} \sin \Delta \Psi \quad (11)$$

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

where $A_1 A_2$ and $B_1 B_2$ are of the general form:

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

where

r_x = V.S.W.R. at bias value x

θ = phase change of reflection coefficient between bias values 1 and 2

This formula in practice may, for an accuracy better than 1 %, be reduced to:

$$\Delta Q_{12} = \sin \frac{\theta}{2} \sqrt{r_1 r_2} \quad (13)$$

Considering the general formula (12) for the particular case when adjusting for $r_1 = 1$ (i.e. matched condition at required bias voltage) the formula reduces to:

$$\Delta Q_{12} = \frac{r_2 - 1}{\sqrt{r_2}} \quad (14)$$

If adjustments are made to provide matched conditions at the required bias voltage, the impedance in the measuring plane will be coincidental with the unit resistance circle on the Smith Chart. It follows that this defines the plane in which the impedance Z_{in} is given by:

$$Z_{in} = Z_0 \left(1 + j \frac{\Delta X}{R} \right) = Z_0 (1 + j \Delta Q) \quad (15)$$

where

Z_0 = characteristic impedance of the transmission line

The change in reactance ΔX is then measured "relative to R " as ΔQ , so that we can write:

$$\Delta Q = \frac{X_{(v)} - X_0}{R} = Q - Q_0 \quad (16)$$

Q_0 peut être déterminé en remplaçant l'élément non linéaire par un court-circuit dans le plan de la diode; alors:

$$\frac{|Z_{in}|}{R_0} = \frac{|X_0|}{R} = Q_0. \quad (17)$$

La valeur de Q pour n'importe quelle autre polarisation peut être déterminée grâce à l'équation (16).

4.10.2 Exécution

On met la diode dans un support spécifié et on la relie au circuit équivalent indiqué à la figure 15.

On agit sur la transformation entre la diode et la ligne fendue en utilisant un court-circuit variable en arrière de la diode et des «stubs» d'adaptation en avant de celle-ci (par exemple un adaptateur E-H).

On ajuste alors la tension de polarisation à la valeur voulue et on effectue le réglage de la transformation de façon que le point de mesure de l'impédance normalisée soit dans la région centrale du diagramme de Smith où l'échelle est la plus grande, par exemple pour obtenir une adaptation dans la ligne de mesure pour la valeur voulue de la polarisation. L'effet sur la précision, dans des conditions de non-adaptation et dans une gamme étendue d'impédances aux alentours du centre du diagramme de Smith, est faible.

La tension de polarisation est alors amenée à d'autres valeurs comme il est demandé et, en maintenant fixe le réglage de l'adaptateur, on porte les valeurs résultantes d'impédance normalisée sur le diagramme de Smith.

La valeur du Q peut alors être obtenue en partant des valeurs de T.O.S. mesurées; effectuer les modifications dans la phase de la réflexion et dans les équations (7) à (14) comme il convient.

On peut obtenir le facteur de qualité effectif sans avoir à dériver σ , comme il est indiqué dans les équations (8) et (9).

On effectue la transformation de façon à adapter l'impédance de la diode à la ligne de transmission pour la polarisation voulue et de façon à obtenir ainsi un point d'impédance situé au centre du diagramme de Smith. La polarisation de la diode est alors portée à d'autres valeurs, et on obtient sur le diagramme de Smith les points d'impédances correspondants. Cela signifie que toute modification de réactance dans l'impédance de la diode coïncidera, dans le plan de mesure, avec le cercle de réactance unité du diagramme de Smith.

La diode est ensuite remplacée par un court-circuit effectif et on mesure l'impédance normalisée en utilisant le même plan de référence que pour la diode. Un exemple de graphique pour la diode est donné par la figure 16. La valeur de Q peut être déduite des équations (16) et (17).

On peut se rapprocher d'un court-circuit effectif en utilisant le boîtier d'une diode dans laquelle le matériau semiconducteur a été remplacé par un matériau très conducteur ayant une géométrie identique. Dans certains cas, l'impédance de l'élément non linéaire (diode) peut être presque nulle pour un fort courant direct et, alors, être considérée comme un court-circuit effectif.

Q_0 may be found by replacing the non-linear element with a short-circuit at the plane of the diode; whence:

$$\frac{|Z_{in}|}{R_0} = \frac{|X_0|}{R} = Q_0. \quad (17)$$

The value of Q at any other bias may then be found using equation (16).

4.10.2 Measurement procedure

The diode is inserted into a specified holder and connected to a circuit equivalent to the one shown in figure 15.

The transformation between the diode and slotted line is obtained using a variable short-circuit behind the diode and tuning stubs in front of the diode (e.g. an E-H tuner).

The bias voltage is then adjusted to the required value and transformation adjustment made so that the measured normalized impedance point is in the central region of a Smith Chart where the scale is the most open, for example to provide a match in the measuring line at the required bias value. The effect on accuracy, for non-matched conditions over a substantial impedance range about the centre of the Smith Chart, is small.

The bias voltage is then adjusted to other bias voltage points as required and, maintaining a fixed tuner adjustment, the resultant normalized impedance values are plotted on the Smith Chart.

The value of Q may then be obtained using the measured V.S.W.R. values; change in reflection phase and equations (7) to (14) as appropriate.

It is possible to obtain the effective quality factor without the derivation of σ as given in equations (8) and (9).

The transformation is made to match the diode impedance into the transmission line at the required bias, and so as to obtain an impedance point at the centre of the Smith Chart. The diode bias is then changed to other values, and corresponding impedance points on the Smith Chart obtained. This means that any reactance change in the impedance of the diode will, in the measuring plane, be coincidental with the unit resistance circle on the Smith Chart.

The diode is then replaced by an effective short-circuit and the normalized impedance is measured using the same reference plane as for the diode. An example of a diode plot is given in figure 16. The value of Q may then be derived using equations (16) and (17).

An effective short-circuit may be approximated by the use of a diode encapsulation in which the semiconductor material has been replaced by a highly-conductive material having identical geometry. In some cases, the impedance of the non-linear element (diode) can approach zero with a high forward current and, as a consequence, be acceptable as an effective short-circuit.

On fait tourner les points obtenus pour les diverses valeurs de polarisation autour du centre du diagramme de Smith, de façon qu'ils coïncident avec le cercle de résistance unité. Pour le point correspondant au court-circuit, on agit de même. (Il faut noter que les points d'impédance normalisée, pour un courant direct élevé, se situent sur une ligne à réactance constante sur le graphique.)

Comme les résultats de la méthode dépendent de:

- a) l'efficacité du court-circuit;
- b) la possibilité d'avoir une condition d'adaptation dans le plan de mesure pour une tension déterminée de polarisation, et de
- c) l'effet des pertes de l'élément d'accord,

il devient difficile de déterminer avec précision la partie réelle de la valeur du facteur Q de la diode. Il est donc recommandé que ce type de mesure soit réservé aux diodes qui ont un faible facteur Q et aux diodes qui fonctionnent dans la gamme inférieure des hyperfréquences.

4.10.3 Précautions à prendre

- 1) Les pertes du transformateur variable et celles du montage doivent être aussi faibles que possible. Comme les pertes dépendent de la répartition du champ au voisinage des éléments de transformation, qui dépendent eux-mêmes de la diode à mesurer, il n'est pas facile de faire une correction satisfaisante.
- 2) Si l'on doit obtenir des valeurs précises, les pertes de la ligne, etc., qui peuvent provoquer une sérieuse diminution des valeurs mesurées des T.O.S. figurant dans les équations (10) et (11), doivent être déterminées. La longueur de la ligne de transmission (pour laquelle on doit admettre certaines pertes) est la longueur comprise entre le minimum de tension le plus proche de la diode (déterminée par la position de la sonde de mesure du T.O.S.) et le plan de la région active de la diode varactor placée dans la monture. De plus, il faut tenir compte des pertes dans la monture et dans le connecteur.
- 3) On devra vérifier que la résistance série est indépendante de la polarisation du varactor dans une plage convenable de la caractéristique, en s'assurant que le point d'impédance figuratif reste sur le cercle $\frac{R}{R_0} = 1$. Cependant, un écart à ce cercle peut être dû aux pertes.

On peut estimer la valeur de l'ensemble de ces pertes en comparant les mesures utilisant différents réglages des éléments de transformation et différentes valeurs de la polarisation d'adaptation. Il est possible de convertir les points d'un tracé expérimental en points voisins du centre du diagramme. Si les pertes sont négligeables, les résultats conviennent. Par exemple, à la figure 16, les pertes sont négligeables et les résultats pour –9,0 volts et –4,0 volts, lorsque l'adaptation est réalisée pour –6,0 volts devront être indiqués par des points marqués d'une croix.

Une autre méthode pour vérifier si la résistance série (R_s) varie avec la polarisation consiste à calculer les valeurs ΔQ_{12} , ΔQ_{23} et ΔQ_{13} pour les trois valeurs de polarisation indiquées par l'équation (9), et à regarder ensuite si les valeurs satisfont à la relation suivante:

$$\Delta Q_{13} = \Delta Q_{12} + \Delta Q_{23} \quad (18)$$

Si cette relation est satisfaite dans les limites acceptables, on peut dire alors que la résistance série est sensiblement indépendante de la tension de polarisation. On peut alors utiliser les équations (7) et (9) pour déterminer Q.

The plotted points obtained at the various bias values are rotated round the centre of the Smith Chart so that they coincide with the unit resistance circle. The short-circuit point is similarly treated. (Note that the normalized impedance points for high forward current fall on a constant reactance line in the plot.)

As this variation in the method depends on:

- a) the effectiveness of the short-circuit;
- b) the ability to obtain a match condition in the measuring plane at the standard bias voltage, and
- c) the effect of the tuning element losses,

it becomes difficult to accurately determine the real part of the Q value of the diode. It is therefore recommended that this form of measurement be restricted to diodes having a low Q factor and those diodes which operate in the lower microwave frequencies.

4.10.3 Precautions to be observed

- 1) The variable transformer and the mount losses shall be minimized. As the losses depend on the field pattern in the vicinity of the transforming elements, which in turn depend on the diode being measured, satisfactory correction is not readily achieved.
- 2) If accurate values are to be obtained, the line losses, etc. which can cause serious decrease in the measured values of standing wave ratios used in equations (10) and (11), shall be determined. The transmission line length is the length between the standing wave probe position at the nearest voltage minimum and the plane of the active region of the varactor diode seated in its mount. In addition, the mount and connector loss shall be taken into account.

- 3) It should be verified that the series resistance is independent of varactor bias over an adequate range of the characteristic by checking that the impedance plot lies on the $\frac{R}{R_0} = 1$

circle. However, deviation from a circle may be caused by losses. An estimate of the significance of the combined losses can be made by comparing measurements using different settings of the transforming elements and different match bias values.

It is possible to transform points in one experimental plot to points close to the centre of the chart. If losses are negligible, the results will agree. For example, in figure 16, the losses are negligible and the results for $-9,0$ volts and $-4,0$ volts, when matched at $-6,0$ volts, should be shown by points marked by crosses.

An alternative method to verify the dependence of the series resistance (R_s) on bias is to calculate the values of ΔQ_{12} , ΔQ_{23} and ΔQ_{13} for the three bias values as given for equation (9) and then examine whether the values satisfy the following relation:

$$\Delta Q_{13} = \Delta Q_{12} + \Delta Q_{23} \quad (18)$$

If this relation is satisfied within acceptable limits, then it can be assumed that the series resistance value is sensibly independent of the bias voltage. Equations (7) and (9) may then be used to evaluate Q .

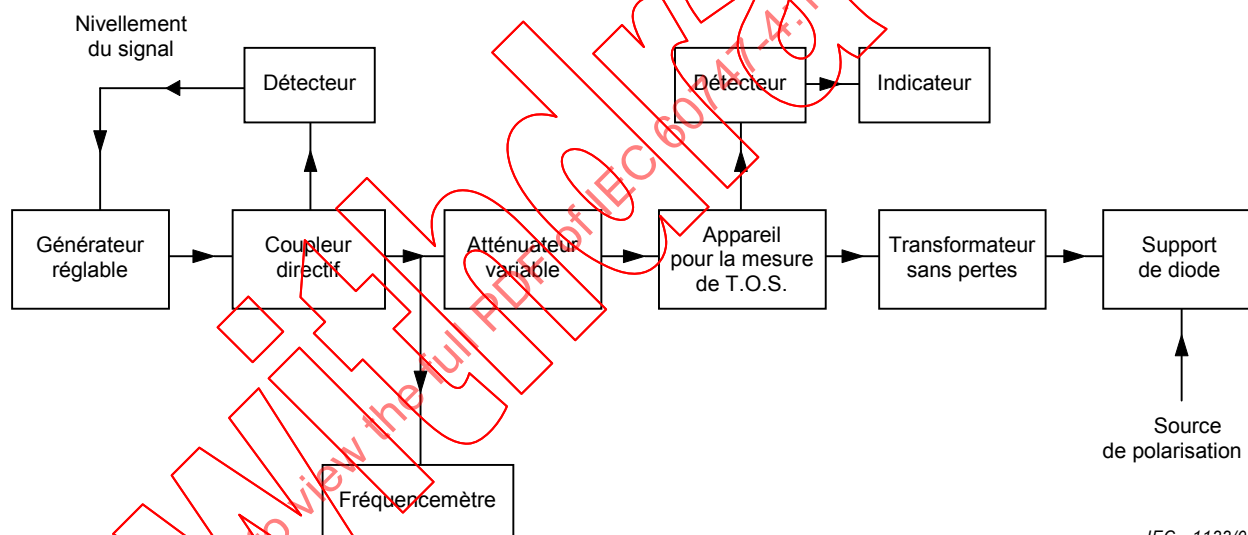
Mesure de capacité

On ne fait généralement pas cette mesure en hyperfréquences. Afin d'obtenir la capacité de l'élément non linéaire, on doit soustraire la capacité de la monture de la capacité totale du varactor.

La méthode la plus simple et la plus directe pour obtenir la capacité du bñitier est de mettre à la place un ensemble où il n'y a pas contact avec le semiconducteur. On peut utiliser une autre méthode, si l'on connaît la forme de la relation entre la capacité et la tension (voir, par exemple, l'équation (19)). On peut déduire la capacité de la monture en mesurant la capacité totale pour un nombre convenable de points de polarisation, ce qui donne $C_c + C(V)$ et, comme la forme de $C(V)$ est connue, on obtient à la fois C_c et $C(V)$.

$$C(V) = C(V) \left(\frac{\phi - V'}{\phi - V} \right)^{1/n} \quad \text{avec } n > 0 \quad (19)$$

NOTE Bien que les mesures, dans ce paragraphe, se fassent en utilisant un détecteur d'ondes stationnaires, on peut aussi les faire à l'aide d'un appareil qui enregistre automatiquement l'impédance, par exemple un enregistreur automatique du diagramme de Smith. Comme la valeur de Q est donnée par la variation de la réactance normalisée dans un plan correspondant à l'élément de diode pour toute transformation sans pertes, on peut adapter le diagramme de Smith pour avoir une lecture directe de Q , comme il est indiqué en 4.11.



IEC 1122/01

Figure 15 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure par transformation de la représentation d'impédance

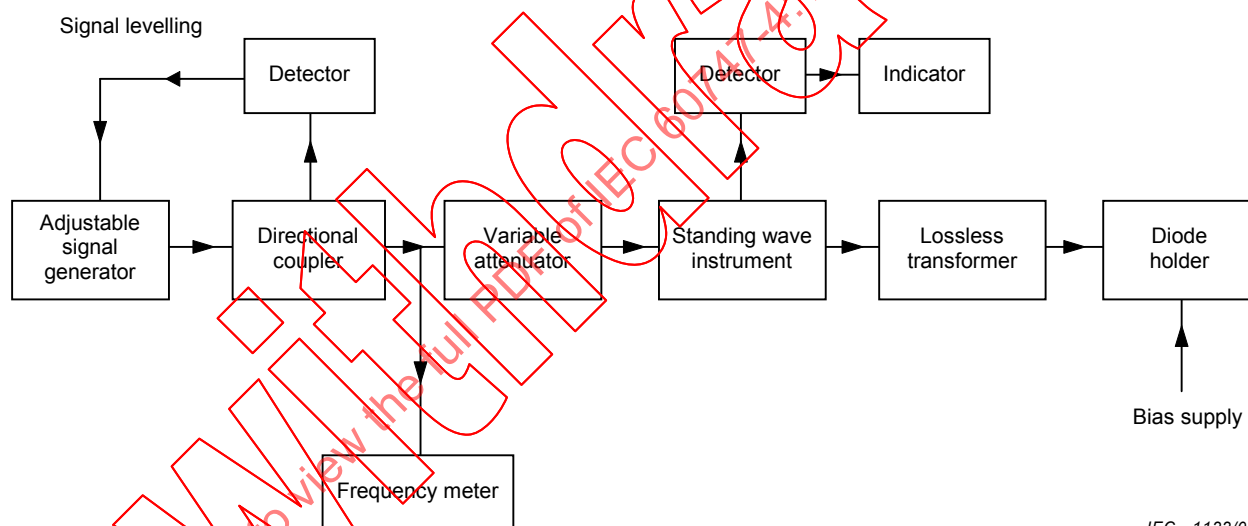
Capacitance measurement

This measurement is made usually at non-microwave frequencies. To obtain the capacitance of the non-linear element, the cartridge capacitance shall be subtracted from the total varactor capacitance.

The simplest and most direct method of obtaining the package capacitance is to substitute a unit in which there is no contact to the semiconductor. Another method can be used, if the form of the relation between capacitance and voltage is known (see, for example, equation (19)). The cartridge capacitance may be deduced by measuring the total capacitance at an appropriate number of bias points, which yields $C_c + C(V)$ and, since the form of $C(V)$ is known, both C_c and $C(V)$ can be obtained.

$$C(V) = C(V') \left(\frac{\phi - V'}{\phi - V} \right)^{1/n} \quad \text{with } n > 0 \quad (19)$$

NOTE Although the measurements in this subclause may be made using a standing wave detector, they may also be made by the use of an automatic impedance plotting instrument, an example of which is the automatic Smith Chart display unit. Because the value of Q is given by the normalized reactance change in a plane corresponding to the diode element for any lossless transformation, the Smith Chart may be adapted to give direct readings of Q as given in 4.11.



IEC 1122/01

Figure 15 – Block diagram of transformed impedance measurement circuit

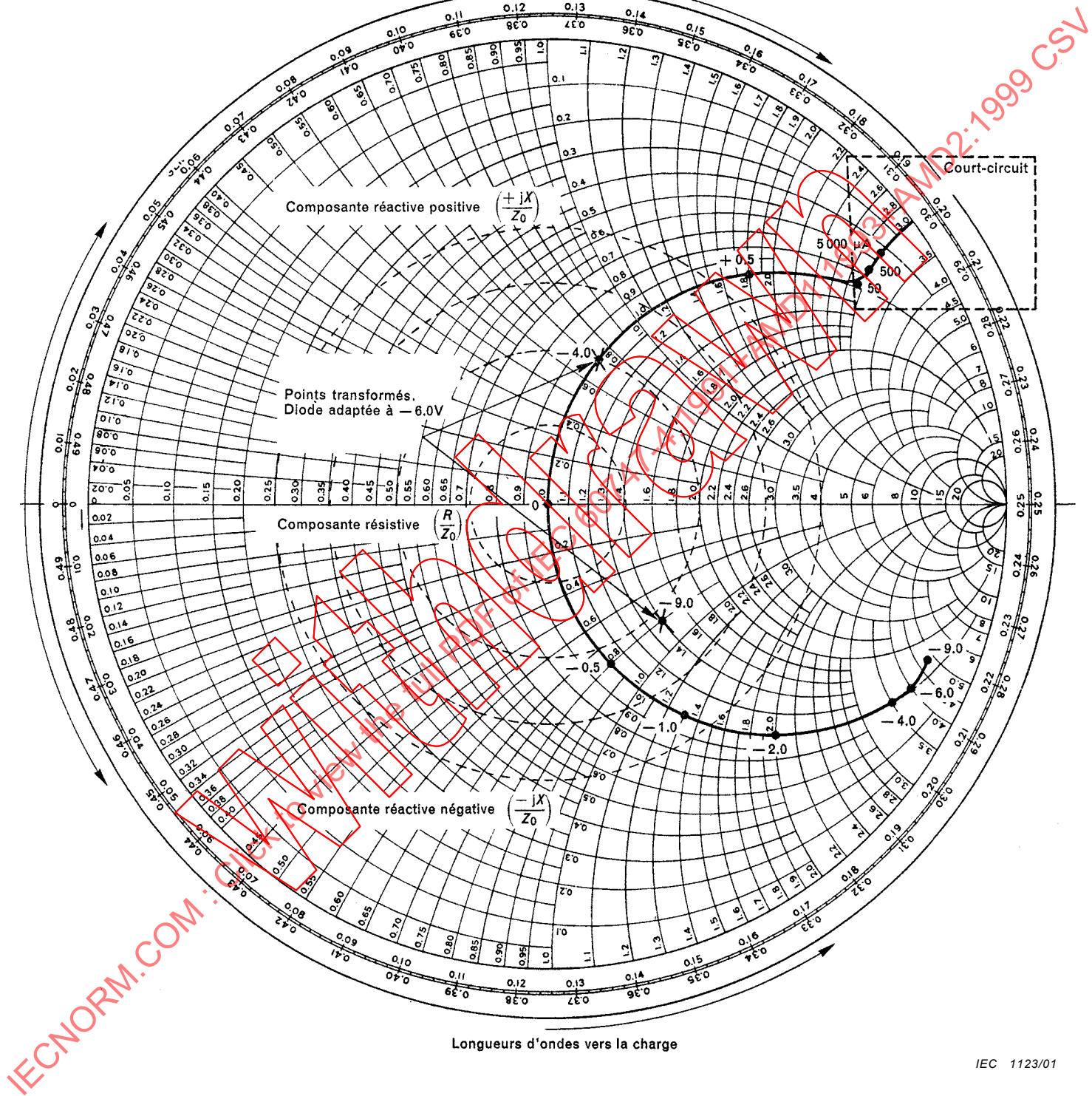
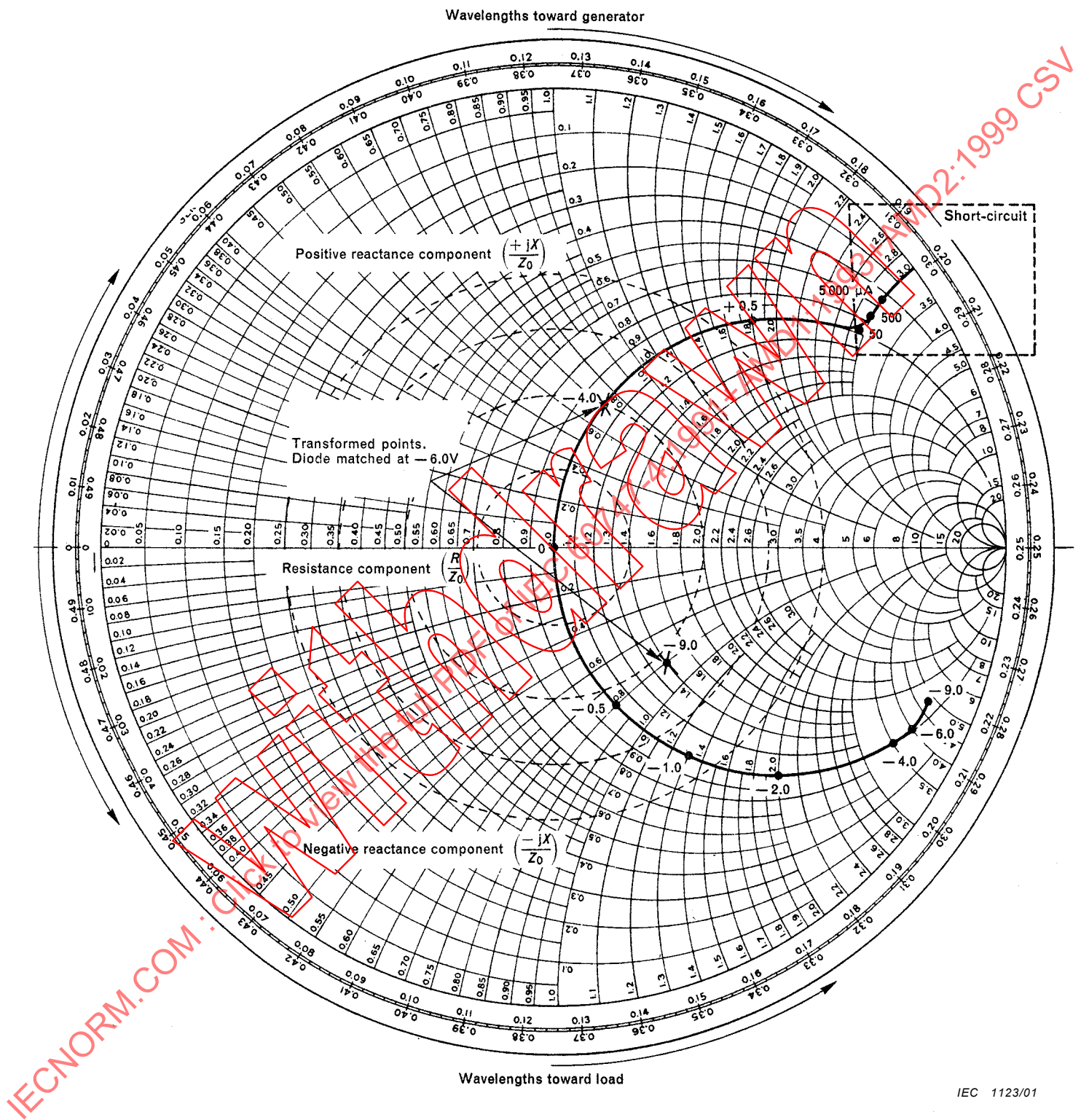

$$\phi = 0,5 \text{ V}$$

Figure 16 – Exemple de diagramme de l'impédance de la diode en fonction de la polarisation



IEC 1123/01

Frequency = 10 GHz

$\phi = 0.5 V$

Figure 16 – Example of plot of diode impedance as a function of bias

4.11 Méthode des cercles de facteur de qualité constant

Comme il a été montré dans la partie «Théorie» de la méthode, indiquée en 4.10, ΔQ est donné par la variation de la Jactance normalisée dans un plan correspondant à l'élément de diode pour toute transformation sans pertes; il s'ensuit que le diagramme de Smith peut alors être adapté pour donner ΔQ en lecture directe à partir de deux mesures d'impédance pour toute transformation arbitraire. On peut le réaliser en introduisant un ensemble de lignes pour représenter des valeurs fixes de $\frac{X}{R}$ (c'est-à-dire Q).

L'impédance normalisée (Z) en tout plan de mesure est donnée en fonction du coefficient de réflexion complexe (ρ) par:

$$Z = R + jX = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

alors:

$$R = \frac{1 - \rho\rho^*}{1 + \rho\rho^* - \rho - \rho^*}$$

et:

$$jX = \frac{\rho - \rho^*}{1 + \rho\rho^* - \rho - \rho^*}$$

d'où:

$$\frac{jX}{R} = \frac{\rho - \rho^*}{1 - \rho\rho^*} = jQ$$

et par suite:

$$\rho\rho^* + \frac{j}{Q}\rho^* - \frac{j}{Q}\rho - 1 = 0 \quad (20)$$

L'équation (20) représente l'équation d'un cercle et, lorsqu'on la compare à l'équation générale d'un cercle, c'est-à-dire:

$$(\rho - a)(\rho^* - a^*) = K^2$$

on peut déduire que le rayon K est donné à partir de l'équation (20) par:

$$K = \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

Le centre de ce cercle est obtenu par translation de l'origine des coordonnées selon un vecteur de valeur $\frac{j}{Q}$.

On peut ainsi construire une famille de cercles de facteur Q constant sur le diagramme de Smith; avec la famille de cercles à résistance constante, ceux-ci permettent de déterminer ΔQ . On indique à la figure 17, un exemple du diagramme résultant.

4.11 Method of constant quality factor circles

As it has been shown in the "Theory" section of method, given in 4.10, ΔQ is given by the normalized reactance change in a plane corresponding to the diode element for any lossless transformation; it follows that the Smith Chart may therefore be adapted to give direct readings of ΔQ from two impedance measurements for any arbitrary transformation. This may be done by introducing a grid of lines to represent fixed values of $\frac{X}{R}$ (i.e. Q).

The normalized impedance (Z) for any measuring plane is given in terms of the complex reflection coefficient (ρ) by:

$$Z = R + jX = \frac{1 + \rho}{1 - \rho}$$

thus:

$$R = \frac{1 - \rho\rho^*}{1 + \rho\rho^* - \rho - \rho^*}$$

and:

$$jX = \frac{\rho - \rho^*}{1 + \rho\rho^* - \rho - \rho^*}$$

hence:

$$\frac{jX}{R} = \frac{\rho - \rho^*}{1 - \rho\rho^*} = jQ$$

from which:

$$\rho\rho^* + \frac{j}{Q}\rho^* - \frac{j}{Q}\rho - 1 = 0 \quad (20)$$

The equation (20) represents the equation of a circle and, when comparing it with the general equation for a circle, viz.:

$$(\rho - a)(\rho^* - a^*) = K^2$$

we can deduce that the radius K is given from equation (20) by:

$$K = \sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}$$

and having a centre displaced from the origin of co-ordinates by a vector value of $\frac{j}{Q}$.

A family of circles representing constant Q may thus be constructed on a Smith Chart and these, together with the family of constant resistance circles, are sufficient to determine ΔQ . An example of the resulting chart is shown in figure 17.

Lorsqu'on applique le diagramme à la mesure d'une diode, le schéma est fait de façon telle que les points d'impédance normalisée mesurés, correspondant aux deux conditions de polarisation, se situent sur un cercle à résistance constante. On obtient alors les valeurs correspondantes du facteur Q .

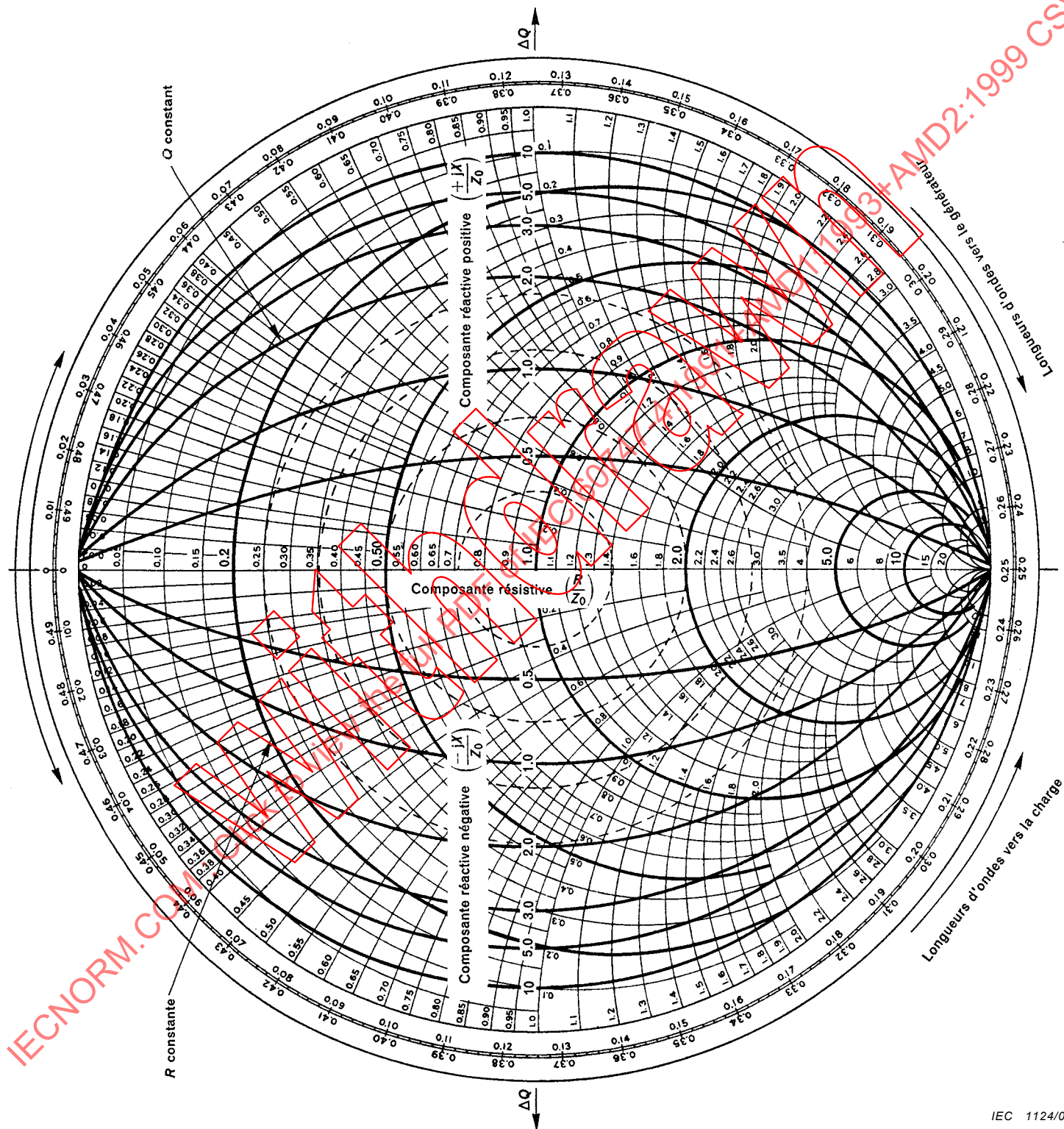


Figure 17 – Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de Q constant et de R constante

When applying the chart for the diode measurement, the diagram is orientated so that the measured normalized impedance points, corresponding to the two bias conditions, appear on a constant resistance circle. The corresponding Q values are then obtained.

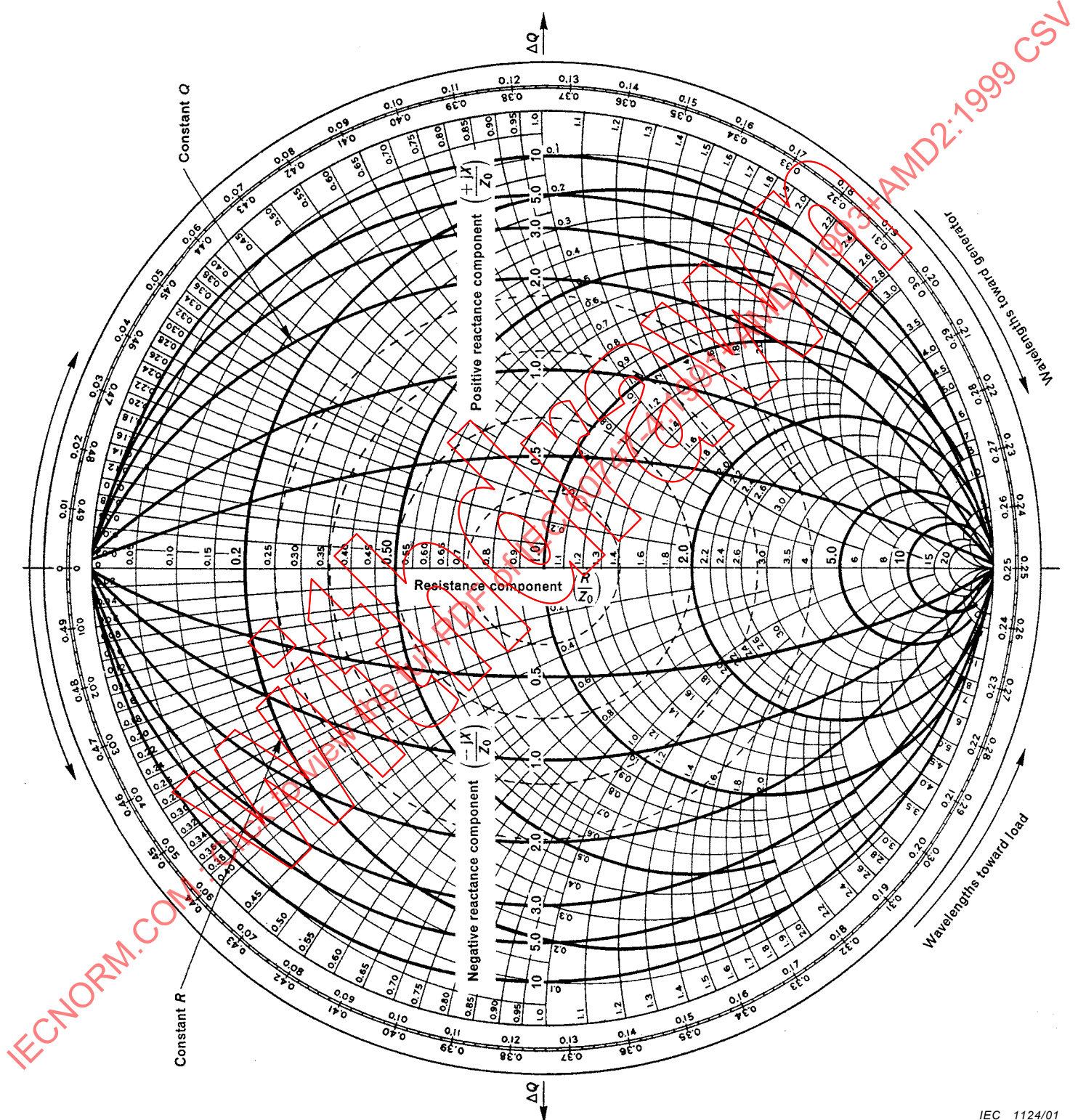


Figure 17 – Modified Smith Chart indicating constant Q and constant R circles

CHAPITRE II: DIODES À CAPACITÉ VARIABLE, DIODES À RETOUR RAPIDE ET DIODES SCHOTTKY DE COMMUTATION RAPIDE

Section 2: Diodes à retour rapide, diodes Schottky

1 Généralités

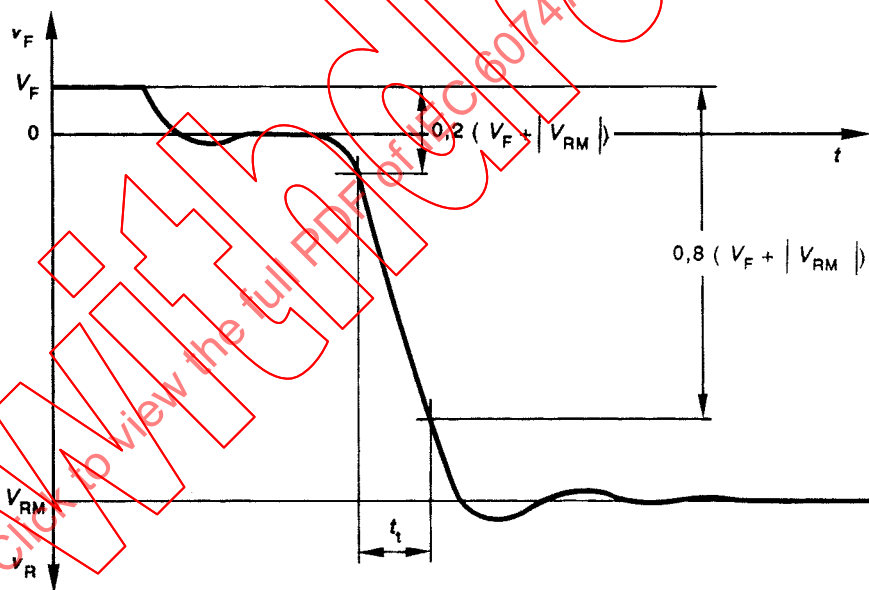
Les diodes à retour rapide peuvent être spécifiées soit comme des dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée ou, s'il y a lieu, comme les deux à la fois.

2 Terminologie et symboles littéraux

Temps de transition (d'une diode à retour rapide) t_t

Temps mis par la tension aux bornes d'une diode à retour rapide pour varier d'une faible à une forte fraction spécifiée de l'échelon de tension totale ($V_F + |V_{RM}|$) lorsque la diode est commutée d'un courant direct à une tension inverse (voir figure 18).

NOTE Les valeurs de 20 % et 80 % sont préférentielles.



IEC 1125/01

Figure 18 – Temps de transition t_t

(Autres paramètres: voir article 3.)

CHAPTER II: VARIABLE CAPACITANCE DIODES, SNAP-OFF DIODES AND FAST-SWITCHING SCHOTTKY DIODES

Section 2: Snap-off diodes, Schottky diodes

1 General

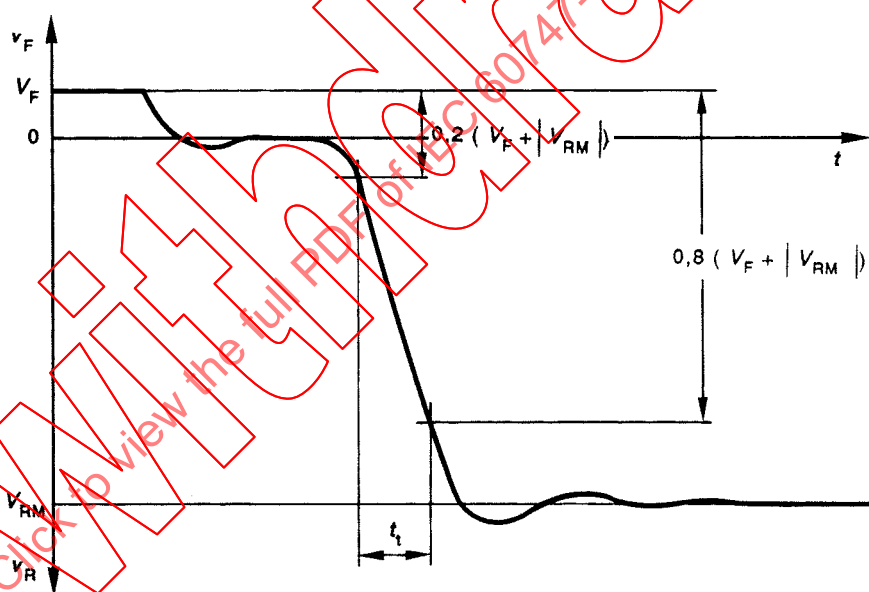
Snap-off (step recovery) diodes may be specified either as ambient rated or case rated or, where appropriate, as both.

2 Terminology and letter symbols

Transition time (of a snap-off diode) t_t

The time taken for the voltage across a snap-off diode to change from a specified low fraction of the total voltage step ($V_F + |V_{RM}|$) to a specified high fraction of the voltage step, when the diode is switched from forward current to reverse voltage (see figure 18).

NOTE Values of 20 % and 80 % are preferred.



IEC 1125/01

Figure 18 – Transition time t_t

(Other parameters: see clause 3.)

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

3.1 Généralités

Voir 3.1, section 1.

3.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes devront être indiquées:

3.2.1 Températures

3.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement.

3.2.1.2 Domaine de températures de stockage.

3.2.2 Tension et courants

Les valeurs limites suivantes doivent être valables dans tout le domaine des conditions de fonctionnement indiquées pour le dispositif considéré.

3.2.2.1 Tension inverse de pointe maximale.

3.2.2.2 Courant direct moyen maximal, s'il y a lieu.

3.2.2.3 Courant direct de pointe maximal, s'il y a lieu.

3.2.3 Dissipation de puissance

Dissipation maximale, dans les conditions indiquées, dans le domaine des températures de fonctionnement.

3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, les caractéristiques suivantes devront être données à 25 °C:

3.3.1 Inductance série (L_s)

Valeur typique dans les conditions spécifiées.

3.3.2 Capacité aux bornes ($C_{tot} = C_j + C_p$)

Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée.

3.3.3 Capacité de la jonction (C_j)

Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée. Dans le cas où l'ordre de grandeur de C_p est le même que celui de la capacité aux bornes C_{tot} on devra donner une valeur typique de C_j au lieu des valeurs minimale et maximale.

3 Essential ratings and characteristics

3.1 General

See 3.1, section 1.

3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

3.2.1 Temperatures

3.2.1.1 Range of operating temperatures.

3.2.1.2 Range of storage temperatures.

3.2.2 Voltage and currents

The following ratings must be valid for the whole range of operating conditions as stated for the particular device.

3.2.2.1 Maximum peak reverse voltage.

3.2.2.2 Maximum mean forward current, where appropriate.

3.2.2.3 Maximum peak forward current, where appropriate.

3.2.3 Power dissipation

Maximum dissipation, under stated conditions, over the operating temperature range.

3.3 Electrical characteristics

Unless otherwise specified, the following characteristics should be stated at 25 °C:

3.3.1 Series inductance (L_s)

Typical value under specified conditions.

3.3.2 Terminal capacitance ($C_{tot} = C_j + C_p$)

Minimum and maximum values at specified bias voltage and specified frequency.

3.3.3 Junction capacitance (C_j)

Minimum and maximum values at a specified bias voltage and specified frequency. If the order of magnitude of C_p is the same as that of the terminal capacitance C_{tot} , a typical value for C_j should be given instead.

3.3.4 Résistance série

Valeur typique ou maximale, suivant le cas, dans les conditions spécifiées.

3.3.5 Courant inverse

Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée.

3.3.6 Charge stockée ou durée de vie des porteurs de charge minoritaires

Valeur maximale, dans des conditions spécifiées, qui peut être indiquée soit comme une charge stockée par unité de courant (par exemple en $\frac{\text{picocoulombs}}{\text{milliampères}}$), soit comme une durée de vie des porteurs de charge minoritaires ampères (par exemple en nanosecondes), le circuit d'essai étant aussi spécifié.

3.3.7 Temps de transition

Valeur maximale dans des conditions spécifiées, le circuit d'essai étant également spécifié.

3.3.8 Tension directe (s'il y a lieu)

Valeur maximale pour un courant direct spécifié.

3.3.9 Rendement (s'il y a lieu)

Valeur minimale, dans des conditions spécifiées, de la puissance d'entrée, de la fréquence d'entrée, de la fréquence de sortie et du circuit d'essai.

3.4 Données d'applications

- Relation entre la capacité de la jonction et la tension de polarisation. Valeur typique sous forme graphique ou mathématique.
- Fréquence de coupure.

3.3.4 Series resistance

Typical or maximum value, as appropriate, under specified conditions.

3.3.5 Reverse current

Maximum value at a specified reverse voltage.

3.3.6 Stored charge or minority carrier storage time

Maximum value, under specified conditions, which may be stated either as a stored charge per unit of current (e.g. in $\frac{\text{picocoulombs}}{\text{milliamperes}}$), or as minority carrier storage time (e.g. in nanoseconds), the test circuit being also specified.

3.3.7 Transition time

Maximum value under specified conditions, the test circuit also being specified.

3.3.8 Forward voltage (where appropriate)

Maximum value for specified forward current.

3.3.9 Efficiency (where appropriate)

Minimum value, under specified conditions, of input power, input frequency, output frequency and test circuit.

3.4 Application data

- Relationship between junction capacitance and bias voltage. Typical value, in either a graphical or mathematical form
- Cut-off frequency.

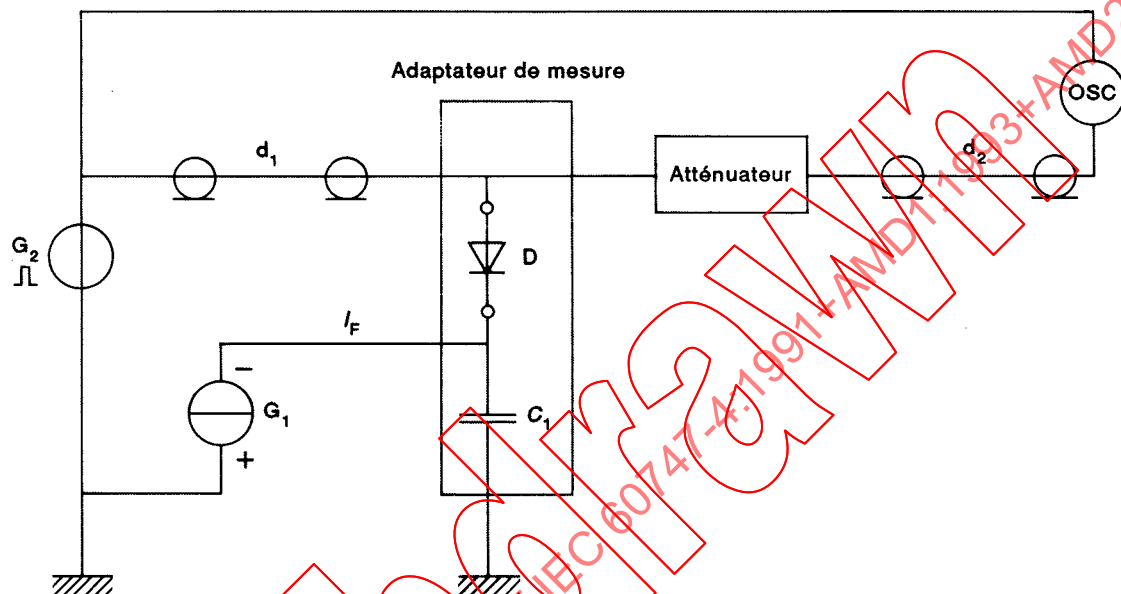
4 Méthodes de mesure

4.1 Temps de transition (t_t)

a) But

Mesurer le temps de transition t_t des diodes à retour rapide.

b) Schéma



IEC 1126/01

- G_1 = générateur de courant direct (I_F)
- G_2 = générateur d'impulsion
- d_1 et d_2 = lignes de transmission
- OSC = oscilloscope à échantillonnage

Figure 19

c) Description et exigences du circuit

Le temps de croissance de l'impulsion du générateur G_2 doit être inférieur ou égal à:

$$0,5 \frac{Q_s Z_0}{V_{RM}}$$

où

Q_s = charge stockée

Z_0 = impédance caractéristique de la ligne (50 Ω) avec laquelle on effectue la mesure

La durée de l'impulsion de tension inverse doit satisfaire à l'exigence suivante:

$$t_{VRM} \geq 1,5 \frac{Q_s Z_0}{V_{RM}}$$

L'adaptateur de mesure doit être équivalent à une ligne d'impédance caractéristique 50 Ω ; il doit être bien adapté à l'entrée et à la sortie dans la gamme de fréquences s'étendant de zéro à au moins $0,5/t_t$.

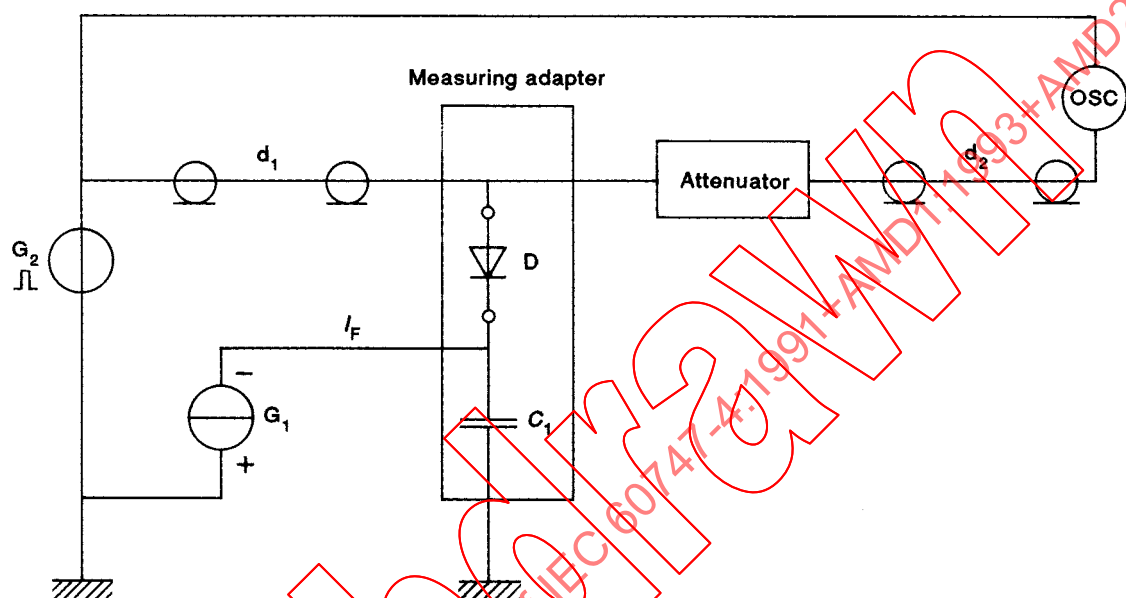
4 Measurement methods

4.1 Transition time (t_t)

a) Purpose

To measure the transition time t_t , for snap-off diodes.

b) Circuit diagram



IEC 1126/01

- G_1 = forward current generator (I_F)
 G_2 = pulse generator
 d_1 and d_2 = matched transmission lines
 OSC = sampling oscilloscope

Figure 19

c) Circuit description and requirements

The rise time of the pulse from the generator G_2 should be equal or lower than:

$$0,5 \frac{Q_s Z_0}{V_{RM}}$$

where

Q_s = stored charge

Z_0 = characteristic impedance of the line (50 Ω) at which the measurement is carried out

The pulse duration of the reverse voltage should meet the following requirement:

$$t_{VRM} \geq 1,5 \frac{Q_s Z_0}{V_{RM}}$$

The measuring adapter should be in the form of a line with the characteristic impedance, Z_0 equal to 50 Ω ; and should have a good matching at the input and the output in the frequency range from zero to $f > 0,5/t_t$.

L'inductance de l'adaptateur de mesure L_s qui comprend les inductances des éléments de connexion de la diode D et de la capacité C_1 doit remplir la condition suivante:

$$L_s \leq \frac{t_t Z_0}{5,6} - L_{sc}$$

où

L_{sc} = inductance du boîtier de la diode en mesure

La capacité du condensateur C_1 doit remplir la condition suivante:

$$C_1 \geq \frac{75 Q_s}{V_{RM}}$$

Une longueur de ligne d_1 doit remplir la condition suivante:

$$d_1 > c \frac{Q_s Z_0}{\sqrt{\epsilon_r} V_{RM}}$$

où

c = vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide

ϵ_r = permittivité relative du diélectrique de la portion de ligne

Le temps de transition de la diode en mesure est calculé à partir de l'expression suivante:

$$t_t = \sqrt{(t_{t1})^2 - (0,64 t_r)^2}$$

où

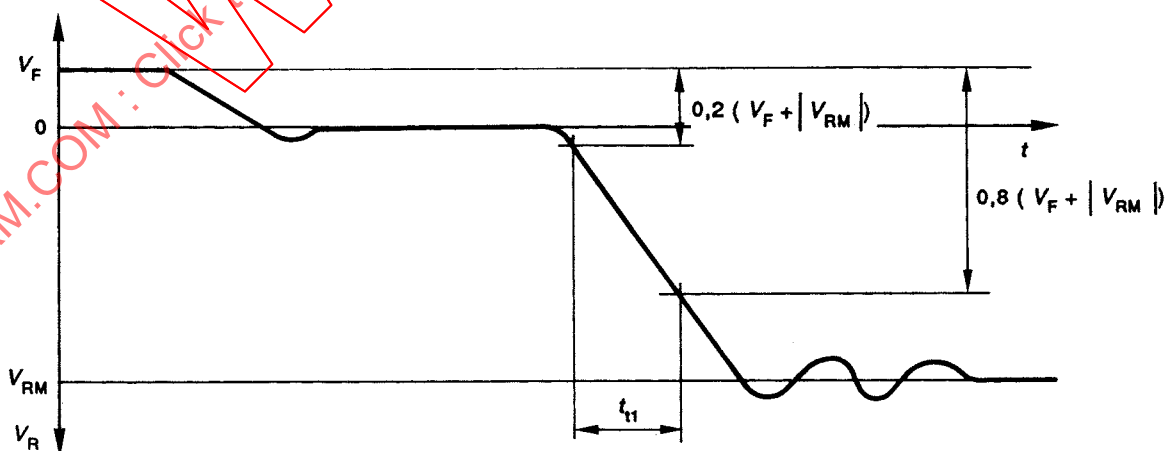
t_{t1} = temps de croissance transitoire mesuré sur l'oscilloscope entre les niveaux 0,2 et 0,8 fois la variation totale de tension

t_r = temps de croissance de l'oscilloscope entre les niveaux 10 % et 90 %

d) Exécution

Faire traverser la diode en mesure par un courant direct continu I_F provenant du générateur de courant direct (G_1) et appliquer une impulsion de tension inverse d'amplitude $V_{RM} + V_F$.

Lire, sur l'écran de l'oscilloscope, l'intervalle de temps (t_{t1}) compris entre les niveaux 0,2 et 0,8 de la variation totale de tension ($V_F + |V_{RM}|$) (voir figure 20).



IEC 1127/01

Figure 20

Inductance of the measuring adapter L_s which includes inductances of the elements connecting of the diode D and the capacitor C_1 should meet the following requirement:

$$L_s \leq \frac{t_t Z_0}{5,6} - L_{sc}$$

where

L_{sc} = case inductance of the diode being measured

The capacitance of the capacitor C_1 should meet the following requirement:

$$C_1 \geq \frac{75 Q_s}{V_{RM}}$$

A segment length of line d_1 should meet the requirement:

$$d_1 > c \frac{Q_s Z_0}{\sqrt{\epsilon_r} V_{RM}}$$

where

c = rate of propagation of electromagnetic oscillations in the vacuum

ϵ_r = relative dielectric permeability of the line segment

The transition time of the diode being measured is calculated using the expression:

$$t_t = \sqrt{(t_{t1})^2 - (0,64 t_r)^2}$$

where

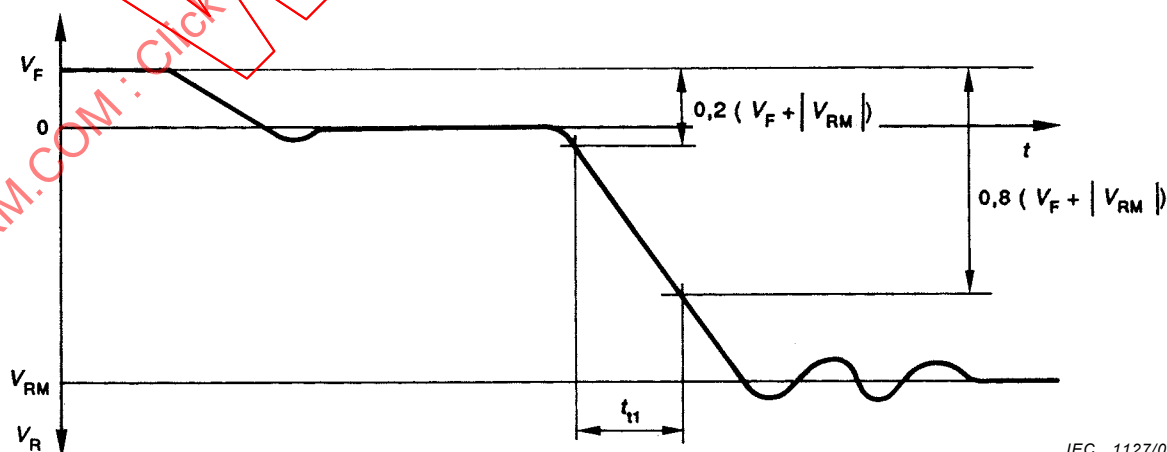
t_{t1} = transient rise time measured on the oscilloscope between levels 0,2 and 0,8 of the voltage step

t_r = rise time of the oscilloscope between 10 % and 90 %

d) Measurement procedure

The forward d.c. current I_F is applied to the diode being measured from the forward current source (G_1) and a voltage pulse with the amplitude $V_{RM} + V_F$ is set in the reverse direction.

The time interval (t_{t1}) between levels 0,2 and 0,8 of the total voltage step ($V_F + |V_{RM}|$) is read on the screen of the oscilloscope (see figure 20).



IEC 1127/01

Figure 20

En utilisant l'intervalle de temps mesuré, calculer le temps de transition d'après l'équation (1).

Si $0,64 t_r \leq 0,3 t_{t1}$, l'intervalle de temps lu sur l'oscilloscope est une valeur suffisamment approchée du temps de transition de la diode.

e) *Conditions spécifiées*

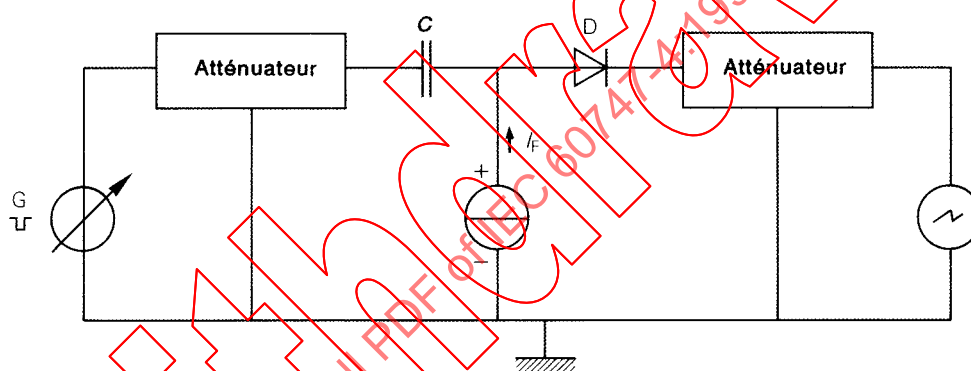
- Courant direct (I_F)
- Tension inverse (V_{RM})
- Impédance caractéristique de la ligne (Z_0), si autre que 50Ω .
- Inductance du boîtier de la diode en mesure (L_{sc}).
- Charge stockée (Q_s).

4.2 Temps de recouvrement inverse (pour un I_{RM} spécifié)

a) *But*

Mesurer le temps de recouvrement inverse d'une diode rapide, par exemple lorsque le temps de recouvrement inverse est inférieur à 100 ns.

b) *Schéma*



IEC 1128/01

D = diode en mesure

Figure 21

c) *Description et exigences du circuit*

L'impédance de sortie du générateur G et l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sont égales à 50Ω sauf spécification contraire. Les temps de montée du générateur et de l'oscilloscope doivent être faibles par rapport à t_{rr} .

La largeur de l'impulsion doit être supérieure à $3 t_{rr}$ max.

Les atténuateurs doivent avoir une impédance caractéristique de 50Ω sauf spécification contraire et une atténuation supérieure ou égale à 6 dB, et pouvoir laisser passer le courant continu.

La constante de temps $R_L C_L$ doit être inférieure à $1/10 t_{rr}$ max., sauf spécification contraire, avec:

R_L = partie réelle de l'impédance totale vue par la diode;

C_L = capacité totale du circuit incluant la diode.

C doit être grand devant t_{rr} max./ R_L .

L'impédance Z_i du générateur de courant doit être supérieure à R_L .

Using the measured time interval, the transition time is calculated from expression (1).

If $0,64 t_r \leq 0,3 t_{t1}$, to, the time interval read on the oscilloscope is sufficiently close to the transition time of the diode.

e) *Specified conditions*

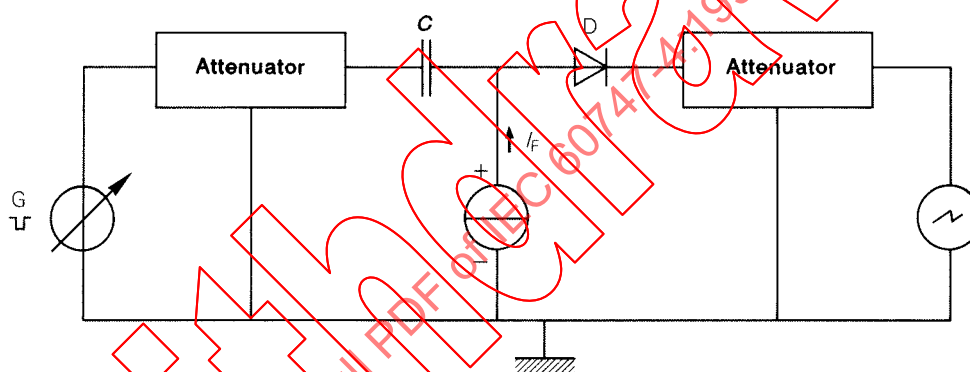
- Forward current (I_F)
- Reverse voltage (V_{RM})
- Characteristic impedance of the line (Z_0), if different from 50 Ω .
- Case inductance of the diode (L_{sc}).
- Stored charge (Q_s).

4.2 Reverse recovery time (with I_{RM} specified)

a) *Purpose*

To measure the reverse recovery time of a fast diode, e.g. with reverse recovery time less than 100 ns.

b) *Circuit diagram*



IEC 1128/01

D = diode being measured

Figure 21

c) *Circuit description and requirements*

The output impedance of the generator G and the input impedance of the oscilloscope are equal to 50 Ω unless otherwise specified. The rise times of the generator and of the oscilloscope should be small compared with t_{rr} .

The pulse width should be larger than $3 t_{rr}$ max.

Attenuators should have a characteristic impedance of 50 Ω unless otherwise specified, and an attenuation higher than or equal to 6 dB and should be able to carry d.c. current.

The time constant $R_L C_L$ should be lower than $1/10 t_{rr}$ max., unless otherwise specified, with:

R_L = real part of the total impedance, as seen by the diode;

C_L = total capacitance of the circuit including the diode.

C should be high compared with t_{rr} max./ R_L .

The impedance Z_i of the current generator should be greater than R_L .

d) *Précaution à prendre*

Aucune précaution spéciale.

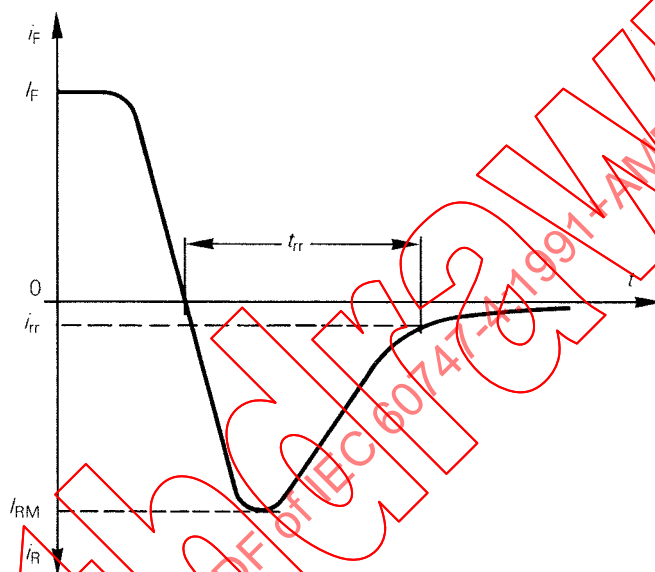
e) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Le générateur de courant continu fournit à la diode le courant direct spécifié I_F .

On applique à la diode des impulsions fournies par un générateur G; on augmente leur amplitude jusqu'à ce qu'on atteigne le courant inverse de pointe I_{RM} spécifié.

Le temps de recouvrement inverse t_{rr} est l'intervalle de temps qui existe entre l'instant où le courant s'annule et l'instant où le courant est réduit (après avoir atteint I_{RM}) au courant de recouvrement spécifié i_{rr} (voir figure 22).



IEC 1129/01

Figure 22

f) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température d'un point de référence (t_{amb} , t_{ref}).
- Courant direct (I_F)
- Courant inverse de pointe (I_{RM})
- Courant de recouvrement inverse (i_{rr}).

- Exemple de conditions spécifiées: $I_F = 10 \text{ mA}$
 $I_{RM} = 10 \text{ mA}$
 $i_{rr} = 1 \text{ mA}$

d) *Precautions to be observed*

No special precaution.

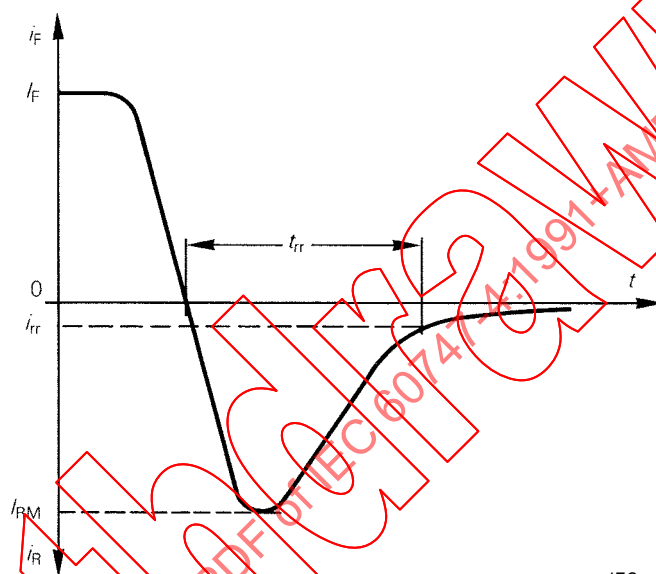
e) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The current generator delivers the specified forward current I_F to the diode.

Pulses, delivered by generator G, are applied to the diode; the magnitude of the pulses is increased until the specified peak reverse current I_{RM} is reached.

The reverse recovery time t_{rr} is the time interval between the instant at which the current passes through zero and the instant when the current is reduced from I_{RM} to the specified recovery current i_{rr} (see figure 22).



IEC 1129/01

Figure 22

f) *Specified conditions*

- Ambient or reference-point temperature (t_{amb} , t_{ref}).
- Forward current (I_F)
- Peak reverse current (I_{RM})
- Reverse recovery current (i_{rr}).

- Example of specified conditions: $I_F = 10 \text{ mA}$
 $I_{RM} = 10 \text{ mA}$
 $i_{rr} = 1 \text{ mA}$

4.3 Méthode de mesure de la durée de vie effective des porteurs en excès des diodes pour applications en commutation rapide (diodes à retour rapide et diodes Schottky)

4.3.1 But

Mesurer la durée de vie des porteurs en excès des diodes (d'après la méthode de Krakauer par exemple).

NOTE La méthode de mesure conventionnelle a été modifiée pour séparer nettement la durée de vie des porteurs due à des porteurs en excès des charges de la capacité de la diode en essai ainsi que celles correspondant aux éléments parasites (diode, boîtier, montage).

La durée de vie des porteurs d'une diode rapide (Schottky par exemple) a une valeur très faible (théoriquement nulle pour une diode Schottky). Dans la pratique, cette mesure est généralement mise en œuvre pour déterminer la valeur du courant direct pour laquelle les éléments parasites de la diode en essai participent de façon sensible à la durée de vie des porteurs (injection de l'anneau de garde, etc.).

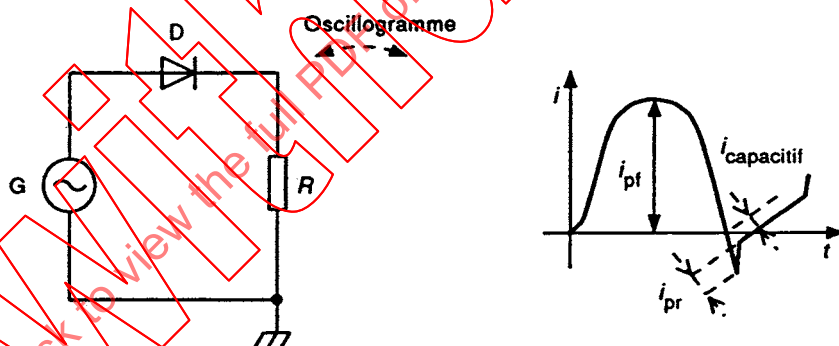
4.3.2 Principe de mesure

La diode à mesurer est connectée en série avec une résistance, l'ensemble «diode + résistance» est alimenté par un générateur sinusoïdal (fréquence ω).

Comparer la valeur crête du courant direct et du courant inverse, en tenant compte:

- du courant de charge et de décharge de la capacité parasite en parallèle sur la diode en essai;
- de la tension de jonction électrostatique ψ de la diode.

Les valeurs des courants direct et inverse sont déterminées à partir des valeurs de tension mesurées aux bornes de la résistance.



IEC 1140/01

Figure 23

4.3 Measuring method of the excess carrier effective lifetime of diodes for fast-switching applications (snap-off diodes and Schottky diodes)

4.3.1 Purpose

To measure the excess carrier lifetime of diodes (following the Krakauer method, for example).

NOTE The conventional method has been modified so as to separate clearly the carrier lifetime owing to the carriers in excess, from the charges and discharges of the capacitance of the diode under test and of the parasitic elements (diode, case, mounting).

The carrier lifetime of a fast diode (Schottky, for example) has a very low value (theoretically zero for a Schottky diode). In practice, this measurement is generally made to determine the value of the forward current for which the parasitic elements of the diode under test contribute markedly to the carrier lifetime (guard-ring injection, etc.).

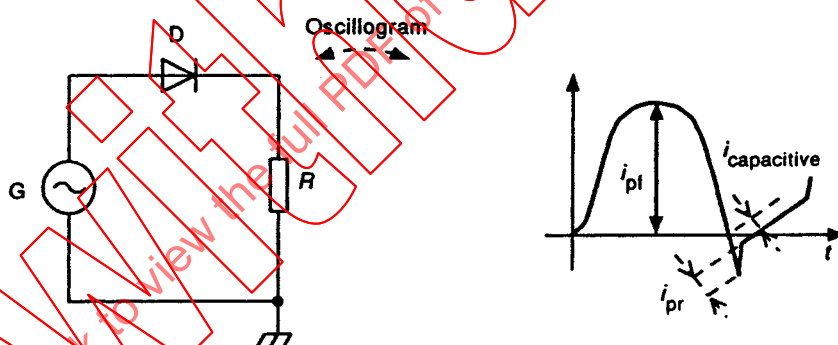
4.3.2 Principle of measurement

The diode to be measured is connected in series with a resistor, the set "diode + resistor" is supplied by a sinusoidal waveform generator (frequency ω).

The peak value of the forward current is compared with the reverse current, taking into account:

- the charge and discharge current of the parasitic capacitance in parallel with the diode under test;
- the electrostatic junction voltage ψ of the diode.

The values of the forward and reverse currents are calculated from the voltage measured across the resistor.



IEC 1140/01

Figure 23

On peut démontrer que:

$$\omega\tau = \frac{i_{pr}}{i_{pf}} \left(1 - \frac{\Psi}{E_p}\right) \quad \text{et donc:} \quad \tau = \frac{1}{2\pi f} \frac{i_{pr}}{i_{pf}} \left(1 - \frac{\Psi}{E_p}\right)$$

les conditions nécessaires étant: $\omega\tau < 0,3$ et $i_{pr} > i_{\text{capacitif}}$

où

τ est la durée de vie des porteurs de la diode en essai

f est la fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales G

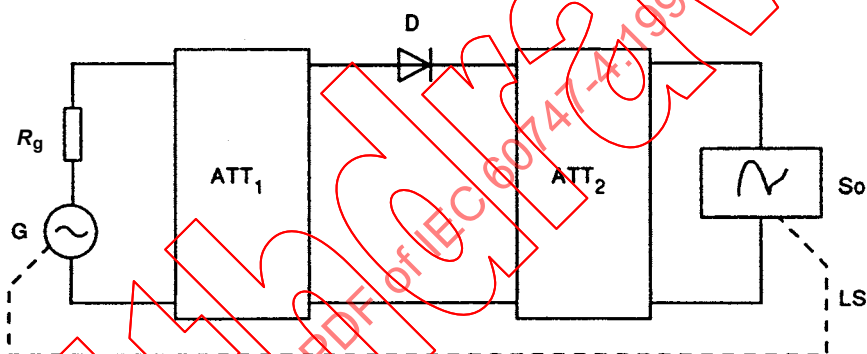
i_{pr} est la valeur crête du courant inverse en l'absence d'effets capacitifs

i_{pf} est la valeur crête du courant direct

Ψ est la tension directe

E_p est la valeur crête de la tension en circuit ouvert du générateur sinusoïdal

4.3.3 Schéma



IEC 1141/01

Figure 24

où

G est le générateur de tension sinusoïdale de fréquence f

R_g est la résistance interne du générateur d'ondes sinusoïdales

ATT_1 est l'atténuateur, $Z_o = R_g$

D est la diode en essai

ATT_2 est l'atténuateur, $Z_o = R_g$

So est l'oscilloscope, $Z_{\text{input}} = R_g$

LS est le circuit de synchronisation de l'oscilloscope

4.3.4 Exécution

Insérer la diode à mesurer dans un montage d'essai similaire à celui du schéma représenté à la figure 24.

Régler la fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales et son niveau de sortie pour obtenir la valeur spécifiée du courant i_{pf} .

NOTE 1 Lorsque l'oscilloscope est étalonné en tension, la valeur de i_{pf} peut être calculée à partir de la tension à l'entrée de l'oscilloscope et de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope ($R_e = R_g$), en tenant compte de l'atténuation de ATT_2 .

It can be shown that:

$$\omega\tau = \frac{i_{pr}}{i_{pf}} \left(1 - \frac{\Psi}{E_p}\right) \quad \text{and so:} \quad \tau = \frac{1}{2\pi f} \frac{i_{pr}}{i_{pf}} \left(1 - \frac{\Psi}{E_p}\right)$$

under the condition that both: $\omega\tau < 0,3$ and $i_{pr} > i_{capacitive}$

where

τ is the carrier lifetime of the diode under test

f is the frequency of the sinusoidal waveform generator, G

i_{pr} is the peak value of the reverse current without capacitive effects

i_{pf} is the peak value of the forward current

Ψ is the forward voltage

E_p is the peak value of open-circuit voltage of the sinusoidal waveform generator

4.3.3 Circuit diagram

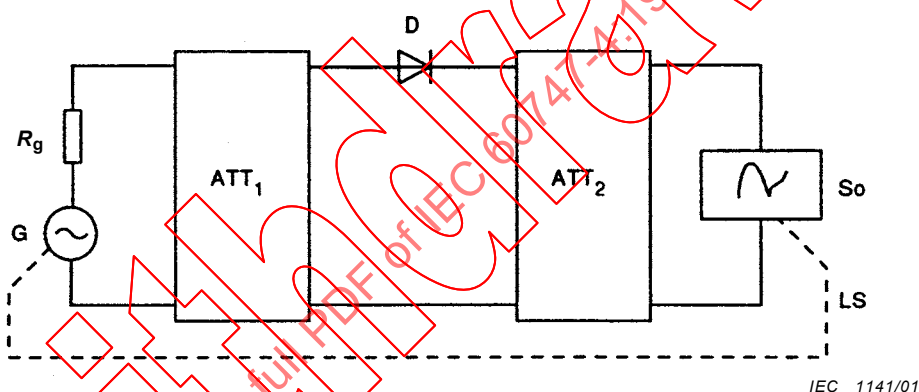


Figure 24

where

G is the sinusoidal waveform voltage generator with frequency, f

R_g is the internal resistance of the sinusoidal wave generator

ATT₁ is the attenuator, $Z_o = R_g$

D is the diode under test

ATT₂ is the attenuator, $Z_o = R_g$

So is the oscilloscope, $Z_{input} = R_g$

LS is the synchronization for the oscilloscope

4.3.4 Measurement procedure

The diode to be measured is put in the test fixture similar to that shown in figure 24 (circuit diagram).

The frequency of the sinusoidal waveform generator is set and the output level adjusted to the specified value of i_{pf} .

NOTE 1 When the oscilloscope is calibrated in voltage, the value of i_{pr} can be calculated from the voltage at the input of the oscilloscope and the input impedance of the oscilloscope ($R_e = R_g$), taking into account the attenuation of ATT₂.

La valeur de i_{pr} est égale à la différence entre la valeur crête du courant inverse et la valeur extrapolée du courant capacitif. La valeur de τ est calculée selon la formule du chapitre II après avoir déterminé la valeur de E_p et la valeur de ψ (par exemple avec un traceur de courbe).

NOTE 2 Dans le cas du montage de mesure de la figure 24, la valeur de e_{eff} peut être mesurée directement sur l'oscilloscope étalonné en connectant directement ATT_1 à ATT_2 (court-circuit aux bornes de la diode, par exemple).

$$E_p = 2\sqrt{2} \times e_{eff} \left(e_{eff} = \frac{V_{eff}}{10^{(ATT_1/20)}} \right)$$

Attention: Il convient de s'assurer que:

$$\omega\tau < 0,3$$

$$i_{pr} > i_{capacitif}$$

Exemple: Etant donné

$$R_g = 50 \, \Omega$$

$$V_{eff} = 10 \, V$$

$$f = 54 \, MHz$$

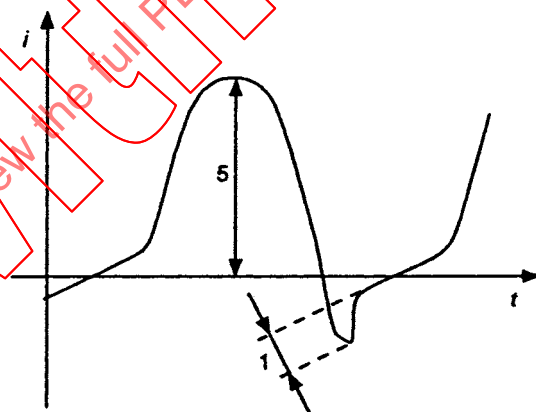
$ATT_1 = 10 \, dB$, $ATT_2 = 20 \, dB$ (valeurs généralement suffisantes pour réduire les désadaptations d'impédance apparaissant en cours de cycle après la mesure de la durée de vie des porteurs).

La valeur de i_{pf} est lue directement sur l'oscilloscope et, en tenant compte de l'atténuation de ATT_2 , on obtient les valeurs suivantes:

$$i_{pf} = 75 \, mA, \, \psi = 1,35 \, V \text{ et } E_p = 8,9 \, V.$$

La lecture sur l'oscilloscope donne le rapport i_{pr} sur i_{pf} :

$$\frac{i_{pr}}{i_{pf}} = \frac{1}{5}$$



IEC 1142/01

Figure 25

La formule du chapitre II donne: $\tau = 500 \, ps$

The value of i_{pr} corresponds to the difference between the peak value of the reverse current and the extrapolated value of the capacitive current. The value of τ is calculated with the formula from chapter II, after having determined the value of E_p and the value of ψ (for example, with a curve tracer).

NOTE 2 For the circuit diagram of figure 24, the value of e_{rms} can be measured directly on the calibrated oscilloscope when the attenuators ATT_1 and ATT_2 are directly connected (for example, a short circuit across the diode).

$$E_p = 2\sqrt{2} \times e_{rms} \left(e_{rms} = \frac{V_{rms}}{10^{(ATT_1/20)}} \right)$$

Caution: It should be ascertained that:

$$\omega\tau < 0,3$$

$$i_{pr} > i_{capacitive}$$

Example: Given

$$R_g = 50 \, \Omega$$

$$V_{rms} = 10 \, V$$

$$f = 54 \, \text{MHz}$$

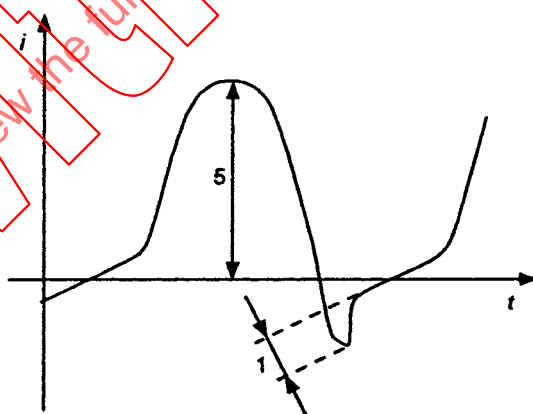
$ATT_1 = 10 \, \text{dB}$, $ATT_2 = 20 \, \text{dB}$ (these values are generally sufficient to reduce the effect of the mismatch appearing during the cycle after the carrier lifetime measurement).

The value of i_{pf} is read directly from the oscilloscope, and taking into account the attenuation of ATT_2 , the following values are obtained:

$$i_{pf} = 75 \, \text{mA}, \psi = 1,35 \, V \text{ and } E_p = 8,9 \, V$$

From the oscilloscope the ratio of i_{pr} to i_{pf} is derived:

$$\frac{i_{pr}}{i_{pf}} = \frac{1}{5}$$



IEC 1142/01

Figure 25

From the formula in chapter II it follows: $\tau = 500 \, \text{ps}$

4.3.5 Exigences

La valeur de τ doit être située entre les valeurs spécifiées dans la spécification applicable.

4.3.6 Conditions spécifiées

Température ambiante ou du boîtier

Fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales, f

Valeur crête du courant direct, i_{pf}

Valeurs des éléments du circuit et, si celui-ci est différent de celui de la figure 24, schéma et valeurs des éléments le constituant.

4.3.5 Requirements

The value of τ shall be within the limits specified in the relevant specification.

4.3.6 Specified conditions

Ambient or case temperature

Frequency of sine wave generator, f

Peak value of forward current, i_{pf}

Values of the elements of the circuit, and the circuit diagram with values of the elements, if different from figure 24.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:1991+AMD1:1999+AMD2:1999 CSV

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

Section 1: Diodes mélangeuses utilisées dans les applications radar

1 Généralités

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

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

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

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

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

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

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

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

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

2 Terminologie et symboles littéraux

Voir 3.3.

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

3.1 Généralités

Les valeurs limites et les caractéristiques essentielles pour chaque catégorie de diodes sont indiquées par un signe + dans le tableau suivant.

- Catégorie 1: applications en impulsions dans les systèmes où l'on applique à la diode des impulsions de très courte durée.
- Catégorie 2: applications en onde entretenue ou systèmes à impulsions plus longues.

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

Section 1: Mixer diodes used in radar applications

1 General

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

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

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

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

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

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

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

- a) $\pm 0,1$ % for low-power measurements required under small-signal conditions, and
- b) ± 1 % for high-power measurements.

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

2 Terminology and letter symbols

See 3.3.

3 Essential ratings and characteristics

3.1 General

The essential ratings and characteristics for each category of diode are marked with a + sign in the following table.

- Category 1: pulse applications in systems where very short duration pulses are incident upon the diode.
- Category 2: c.w. applications or longer pulse systems.

3.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes devront être indiquées

3.2.1 Températures

3.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement

3.2.1.2 Domaine de températures de stockage

3.2.2 Dissipation de puissance (y compris l'énergie de claquage)

3.2.2.1 Puissance entretenue maximale dans des conditions spécifiées à 25 °C

3.2.2.2 Valeur de pointe maximale de la puissance haute fréquence en impulsions dans les conditions spécifiées à 25 °C

3.2.2.3 Energie de claquage d'une seule impulsion (ou d'une série d'impulsions) dans les conditions spécifiées à 25 °C

3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, les caractéristiques suivantes devront être données à 25 °C:

3.3.1 Taux d'ondes stationnaires

Valeur maximale, lorsque la diode fonctionne dans un circuit hyperfréquence spécifié, dans les conditions spécifiées

3.3.2 Impédance FI

Valeurs minimale et maximale dans les conditions spécifiées

3.3.3 Perte de conversion

Valeur maximale dans les conditions spécifiées

3.3.4 Facteur de bruit total

Valeur maximale, dans les conditions de fonctionnement spécifiées, en utilisant un circuit hyperfréquence spécifié suivi d'un amplificateur à fréquence intermédiaire spécifié (conditions d'adaptation sans élimination de la fréquence image)

3.3.5 Bruit en 1/f

Valeur maximale, dans les conditions de fonctionnement spécifiées, en utilisant un circuit hyperfréquence spécifié suivi d'un amplificateur à fréquence intermédiaire spécifié (seulement pour les applications Doppler)

Catégories	
1	2
+	+
+	+
	+
+	+
+	
+	+
+	+
+	+
	+

3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

3.2.1 Temperatures

3.2.1.1 Range of operating temperatures

3.2.1.2 Range of storage temperatures

3.2.2 Power dissipation (including burn-out energy)

3.2.2.1 Maximum c.w. power under specified conditions at 25 °C

3.2.2.2 Maximum peak value of pulsed RF power under specified conditions at 25 °C

3.2.2.3 Burn-out energy by single pulse (or multiple pulses) under specified conditions at 25 °C

3.3 Electrical characteristics

Unless otherwise specified, the following characteristics should be stated at 25 °C:

3.3.1 Voltage standing wave ratio

Maximum value, when operating in a specified microwave circuit, under specified conditions

3.3.2 IF impedance

Minimum and maximum values under specified conditions

3.3.3 Conversion loss

Maximum value under specified conditions

3.3.4 Overall noise factor

Maximum value, under specified operating conditions, using a specified microwave circuit, followed by a specified i.f. amplifier (under image frequency matched conditions)

3.3.5 1/f noise

Maximum value, under specified operating conditions, using a specified microwave circuit followed by a specified i.f. amplifier (Doppler applications only)

Categories	
1	2
+	+
+	+
	+
+	+
+	
+	+
+	+
+	+
	+

3.4 Données d'applications

3.4.1 Valeur maximale de la résistance en courant continu du circuit extérieur

3.4.2 Valeurs maximale et recommandée du courant direct moyen

3.4.3 Courant minimal pour une tension continue directe spécifiée

3.4.4 Courant maximal pour une tension continue inverse spécifiée

3.4.5 Valeur maximale du rapport de température de bruit dans les conditions indiquées en 3.3.4

3.4.6 Courbe typique du facteur de bruit total en fonction de la puissance d'entrée HF (exprimée par la variation du courant redressé) dans des conditions de fonctionnement spécifiées

3.4.7 Courbe typique de l'admittance de la diode en fonction de la fréquence, l'admittance ayant une valeur normalisée pour une impédance de la ligne de transmission spécifiée

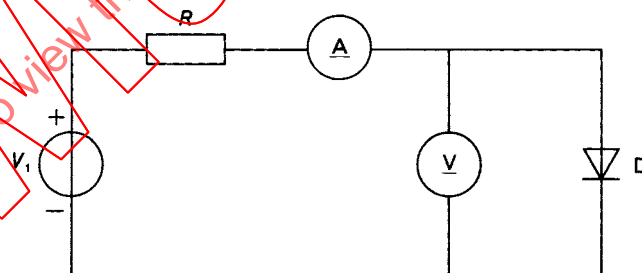
3.4.8 Courbe typique du facteur de bruit total en fonction de la température dans un domaine de températures spécifiée

Catégories	
1	2
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+

4 Méthodes de mesure

4.1 Courant direct (I_F)

4.1.1 Schéma



IEC 1130/01

R = résistance de protection

D = diode en mesure

Figure 26

Il faut utiliser un voltmètre à grande impédance.

3.4 Application data

- 3.4.1 Maximum external circuit d.c. resistance
- 3.4.2 Maximum and recommended values of mean forward current
- 3.4.3 Minimum current at specified continuous (direct) forward voltage
- 3.4.4 Maximum current at specified continuous (direct) reverse voltage
- 3.4.5 Maximum value of noise/temperature ratio under the conditions given in 3.3.4
- 3.4.6 Typical curve of overall noise factor versus RF input power (expressed as rectified current) under specified operating conditions
- 3.4.7 Typical curve of diode admittance versus frequency, the admittance being given as a normalized value in terms of a specified transmission line impedance
- 3.4.8 Typical curve of overall noise factor versus temperature over a specified temperature range

Categories	
1	2
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+

4 Measurement methods

4.1 Forward current (I_F)

4.1.1 Circuit diagram

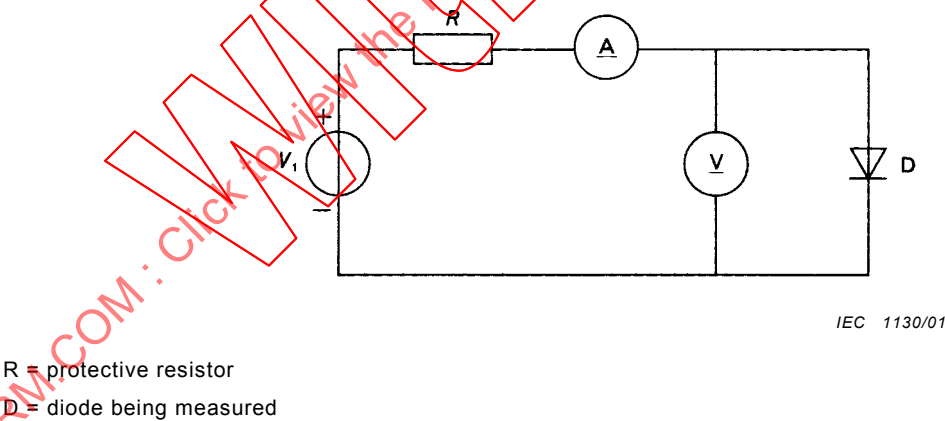


Figure 26

It is essential to use a high-impedance voltmeter.

4.1.2 Exécution

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

4.2 Courant inverse (I_R)

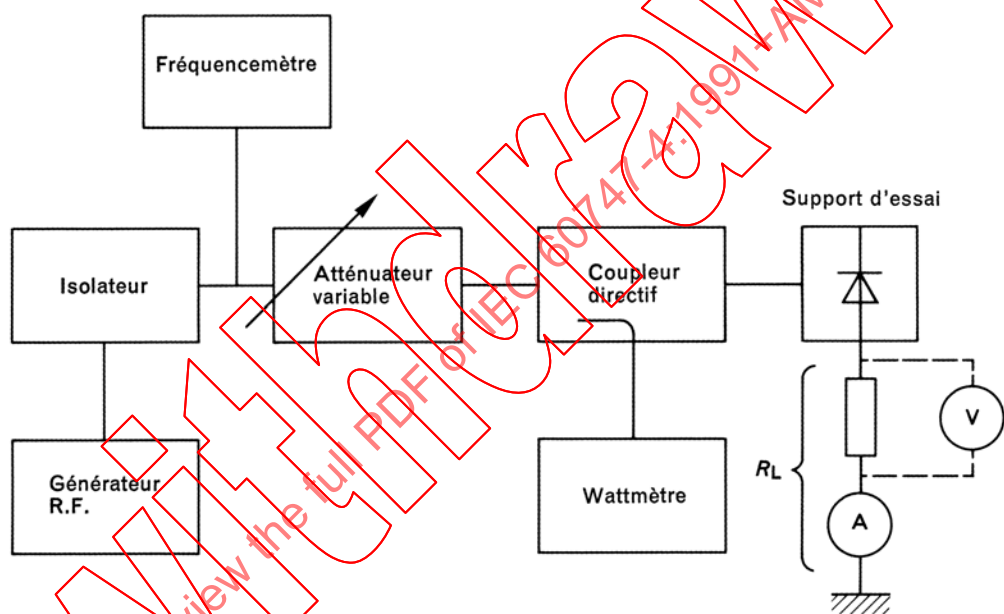
On mesure le courant inverse, la diode fonctionnant dans des conditions déterminées, en utilisant la méthode décrite en 4.1, section 1, chapitre II.

4.3 Courant redressé (I_0)

4.3.1 But

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

4.3.2 Schéma



IEC 1131/01

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

Figure 27

4.3.3 Description et exigences du circuit

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

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

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

4.1.2 Measurement procedure

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

4.2 Reverse current (I_R)

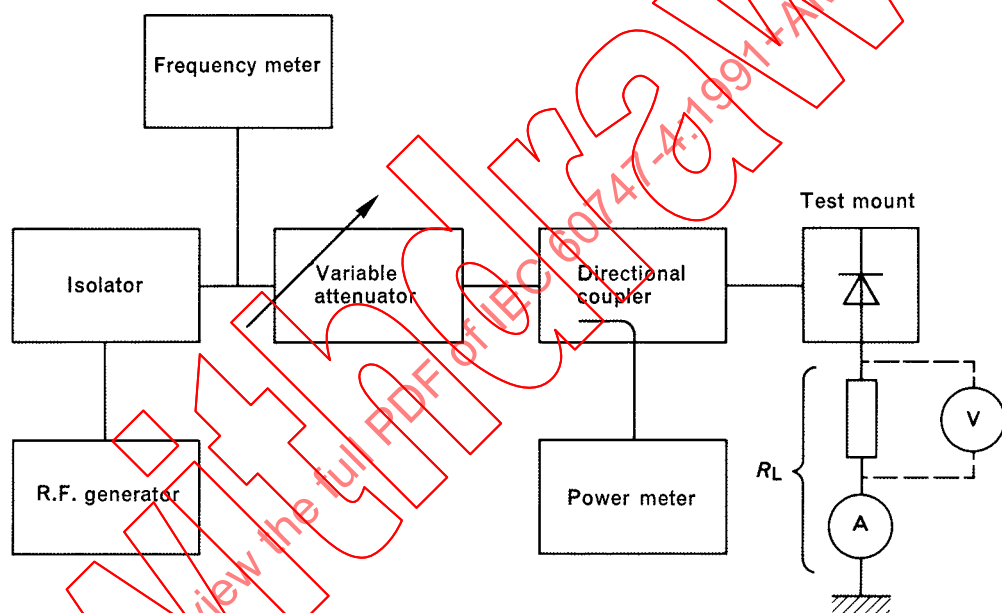
The reverse current is measured with the diode operating under given conditions by the method stated in 4.1, section 1, chapter II.

4.3 Rectified current (I_0)

4.3.1 Purpose

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

4.3.2 Circuit diagram



IEC 1131/01

R_L = diode load resistance of specified value

Figure 27

4.3.3 Circuit description and requirements

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

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

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

4.3.4 Exécution

Placer la diode dans le support de mesure.

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

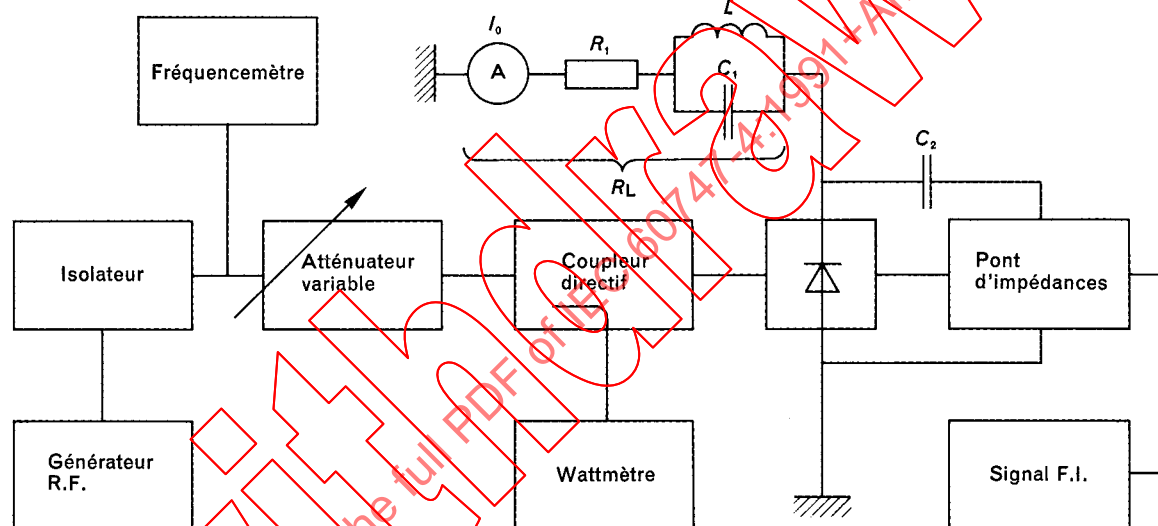
4.4 Impédance pour la fréquence intermédiaire (Z_{if})

But

Mesurer l'impédance pour la fréquence intermédiaire d'une diode hyperfréquence dans les conditions spécifiées.

4.4.1 Méthode 1: Méthode du pont d'impédances

4.4.1.1 Schéma



IEC 1132/01

Figure 28

4.4.1.2 Description et exigences du circuit

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

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

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

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

4.3.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measuring mount.

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

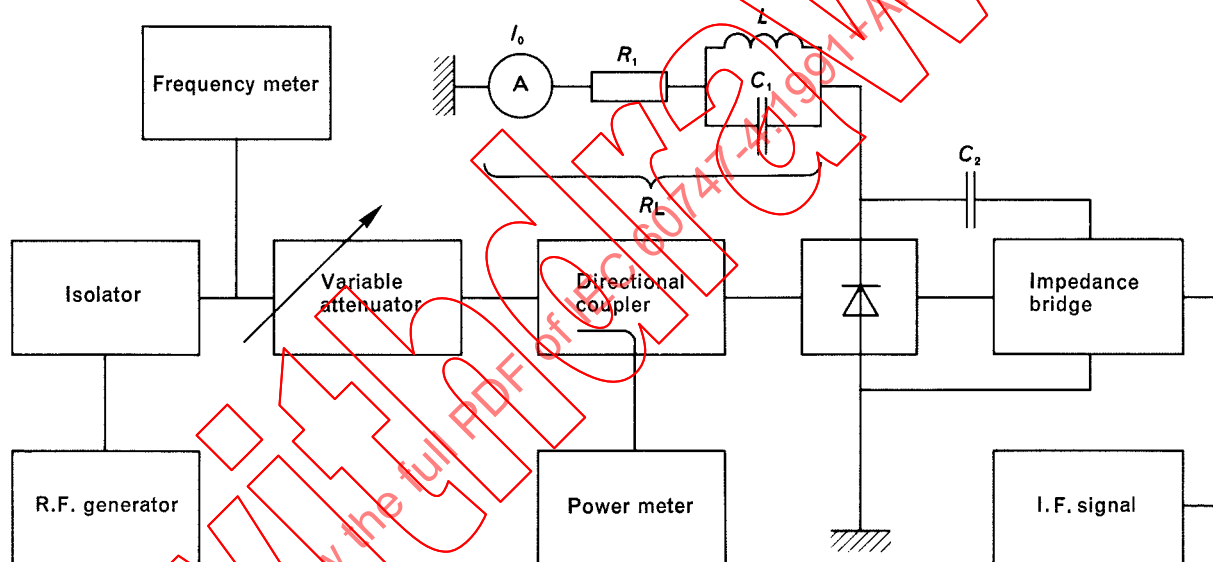
4.4 Intermediate frequency impedance (Z_{if})

Purpose

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

4.4.1 Method 1: Impedance bridge method

4.4.1.1 Circuit diagram



IEC 1132/01

Figure 28

4.4.1.2 Circuit description and requirements

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

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

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

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

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

4.4.1.3 Précautions à prendre

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

4.4.1.4 Exécution

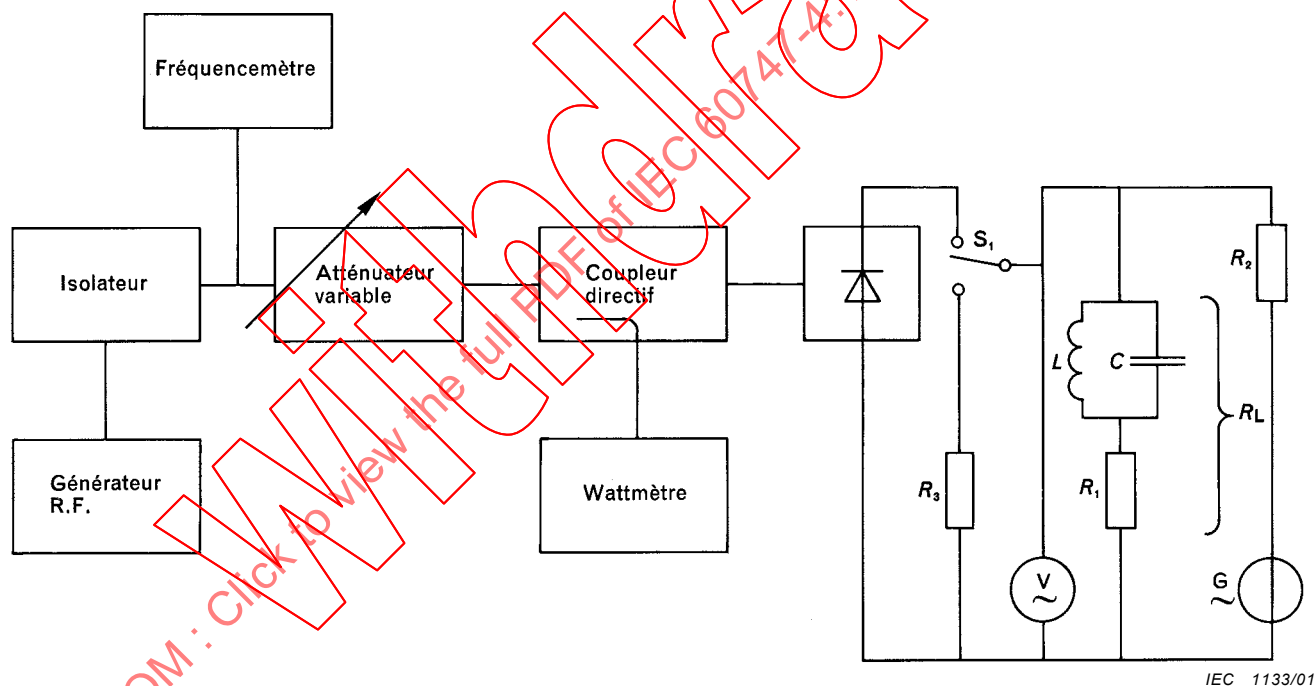
Placer la diode dans le support de mesure.

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

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

4.4.2 Méthode 2: Méthode de substitution ou de comparaison

4.4.2.1 Schéma



G = générateur basse fréquence

Figure 29

4.4.2.2 Description et exigences du circuit

Le générateur RF doit pouvoir fonctionner à la fréquence intermédiaire.

Le fréquencesmètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et le coupleur associé sont choisis de façon à mesurer le niveau de puissance spécifié appliqué à la diode. Les valeurs de L et C sont choisies pour être en résonance à la fréquence basse de mesure et, avec R_1 , fournissent une impédance équivalente FI égale à la valeur continue spécifiée R_L .

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

4.4.1.3 Precautions to be observed

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

4.4.1.4 Measurement procedure

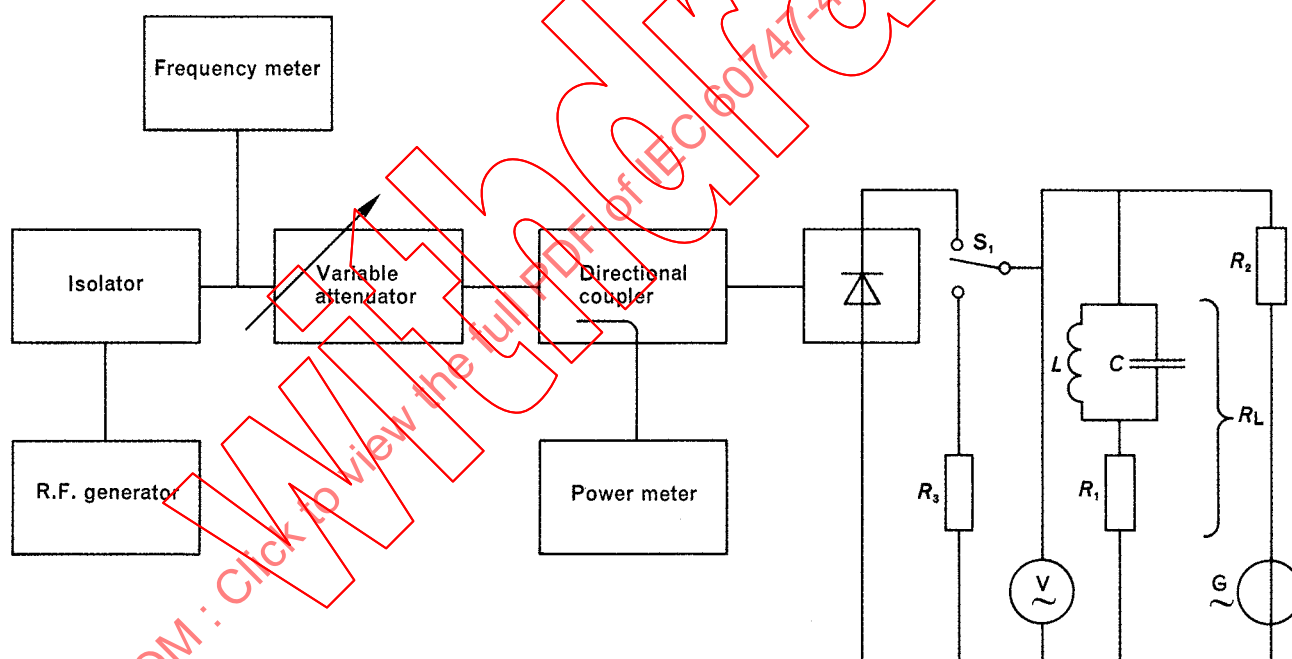
The diode is inserted into the test mount.

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

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

4.4.2 Method 2: Substitution or comparison method

4.4.2.1 Circuit diagram



IEC 1133/01

G = low-frequency generator

Figure 29

4.4.2.2 Circuit description and requirements

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

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

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

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

4.4.2.3 Précautions à prendre

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

4.4.2.4 Exécution

Placer la diode dans le support de mesure.

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

Régler le générateur à la fréquence intermédiaire voulue et augmenter la puissance de sortie RF à la valeur requise.

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

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

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

4.5 Rapport d'ondes stationnaires

4.5.1 But

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

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

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

4.4.2.3 Precautions to be observed

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

4.4.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the test mount.

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

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

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

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

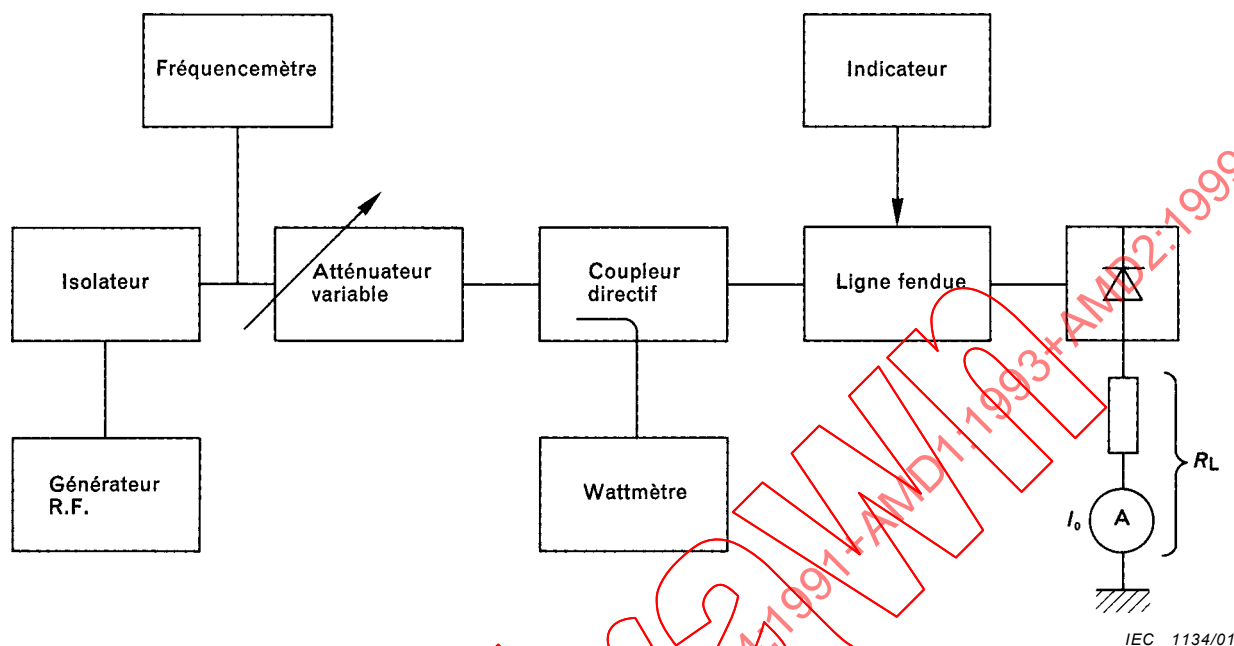
Alternatively, in place of the switch S_1 and reference resistor R_3 , a number of calibrating resistors having appropriate values in the required IF impedance range may be introduced into the diode envelope and the output voltmeter calibrated accordingly.

4.5 Voltage standing wave ratio

4.5.1 Purpose

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

4.5.2 Schéma



R_L = résistance de charge spécifiée

Figure 30

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

4.5.3 Description et exigences du circuit

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

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

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

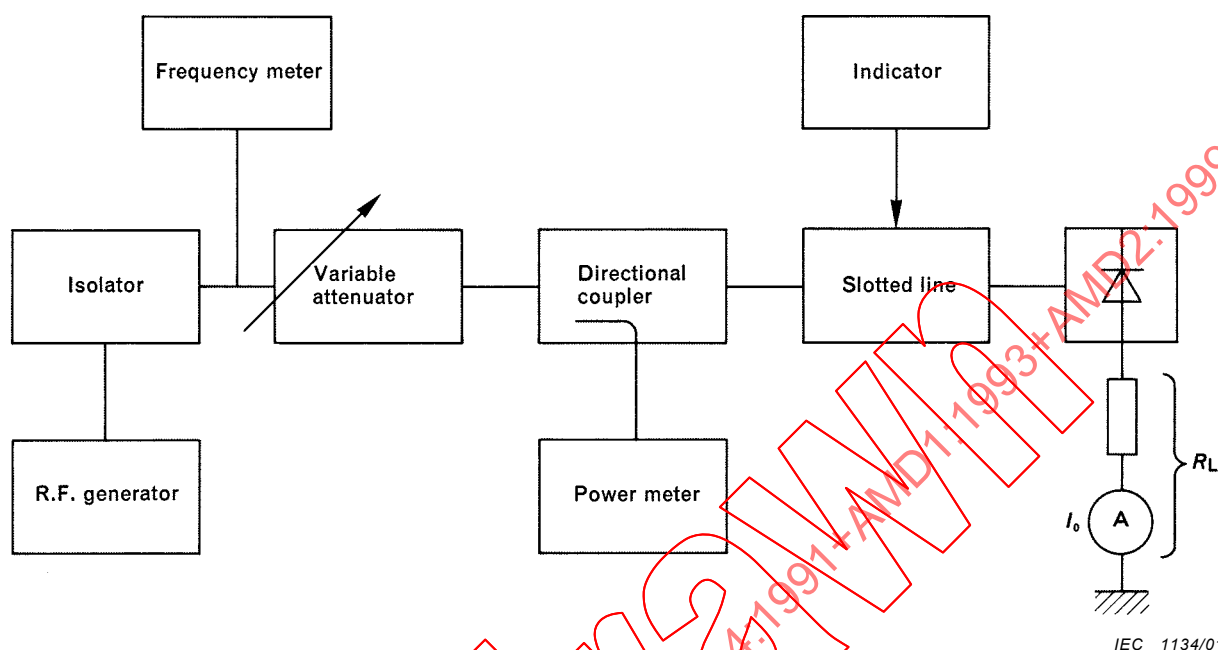
L'ampèremètre A mesure le courant redressé I_0 . La résistance de charge R_L comprend la résistance de l'ampèremètre.

4.5.4 Exécution

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

On a alors: $R.O.S. = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$

4.5.2 Circuit diagram



R_L = stated load resistance

Figure 30

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

4.5.3 Circuit description and requirements

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

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

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

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

4.5.4 Measurement procedure

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

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

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

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

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

Dans cette méthode, il est nécessaire de s'assurer que les coupleurs utilisés ont une forte directivité, de préférence qui ne soit pas inférieure à 25 dB. De plus, on doit tenir compte du coefficient de couplage des coupleurs lorsqu'on utilise l'équation (1). On s'assurera de l'effet des coefficients de couplage et de la directivité des coupleurs en remplaçant la diode et sa monture par une charge adaptée de bonne qualité.

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

4.6 Facteur de bruit total

Théorie

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

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

où

N_1 = puissance de bruit en sortie

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

T_0 = température absolue, en kelvins (on prend par commodité 293 ± 5 K)

B = largeur de bande efficace du réseau

G = gain en puissance du réseau

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

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

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

In this method, it is necessary to ensure that the couplers used provide a high directivity, preferably not less than 25 dB. In addition, the coefficient of coupling of the couplers must be taken into account when using expression (1). The effects of the coefficients of coupling and the directivity of the couplers may be checked by the replacement of the diode and mount by a good quality matched termination.

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

4.6 Overall noise factor

Theory

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

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

where

N_1 = output noise power

k = Boltzmann's constant = $1,38 \times 10^{-23}$ J K⁻¹

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

B = effective bandwidth of the network

G = power gain of network

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

$$N_2 = F(k T_0 B G) + N' G$$

d'où

$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_0 B}$$

et

$$F = \frac{N'}{k T_0 B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (2)$$

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

Schéma

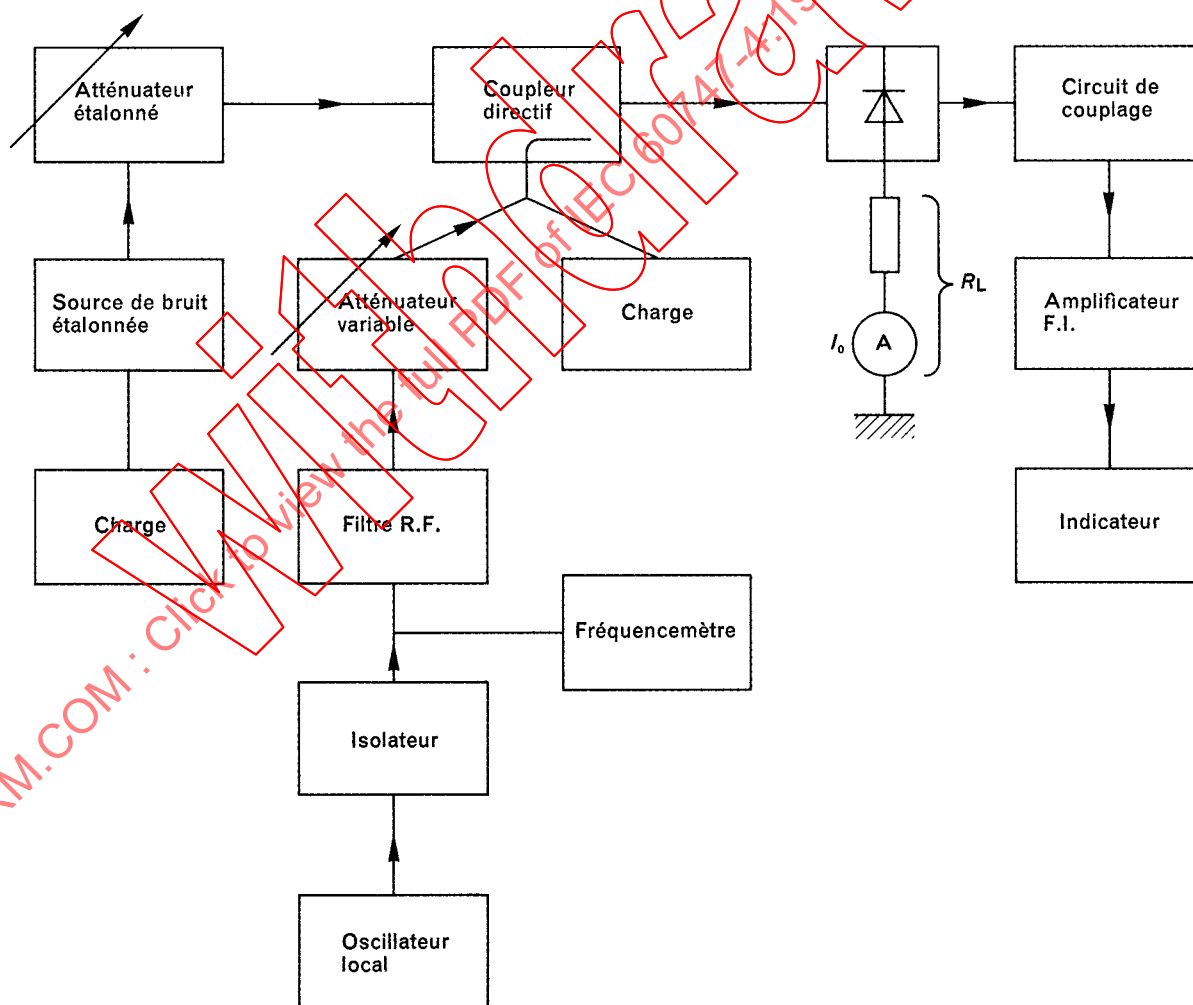


Figure 31

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

$$N_2 = F(k T_0 B G) + N' G$$

and hence:

$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_0 B}$$

and:

$$F = \frac{N'}{k T_0 B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (2)$$

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

Circuit diagram

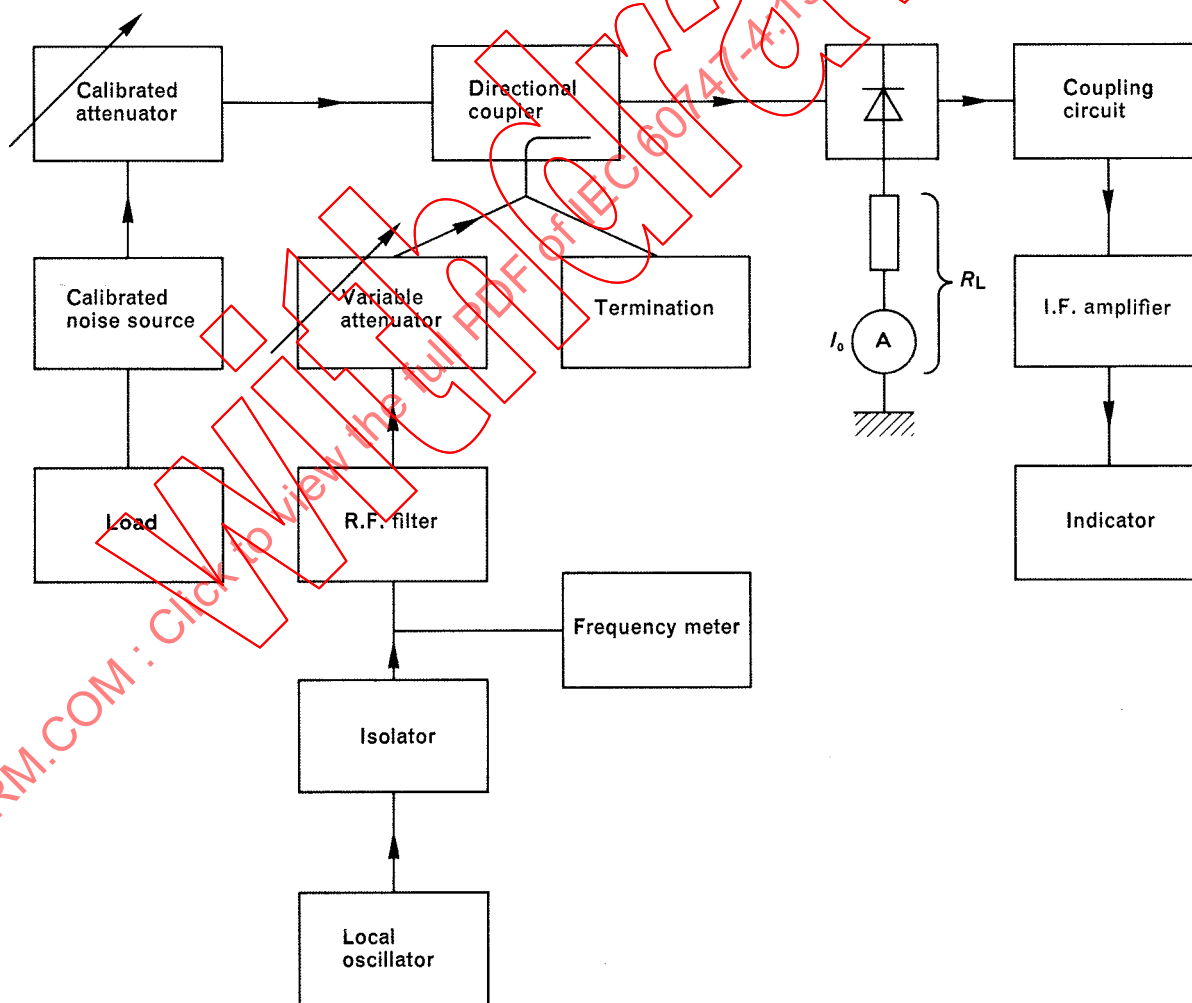


Figure 31

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

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

d'où

$$F = \left| \frac{T}{T_0} - 1 \right| \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (3)$$

Description et exigences du circuit

Le filtre RF doit avoir un facteur Q élevé à la fréquence de l'oscillateur local, de façon à donner une réjection minimale donnée des bandes latérales de bruit engendrées dans l'oscillateur local (voir 4.10).

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

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

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

Il peut être nécessaire de régler les sources de polarisation.

Exécution

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

4.6.1 Méthode consistant à doubler la puissance de sortie

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

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

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

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

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

hence

$$F = \left| \frac{T}{T_0} - 1 \right| \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (3)$$

Circuit description and requirements

The RF filter shall have a high factor Q at the local oscillator frequency, in order to provide a minimum stated rejection of the noise sidebands generated in the local oscillator (see 4.10).

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

The amplifier must have stable characteristics of gain and bandwidth.

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

The bias supplies may need adjustment.

Measurement procedure

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

4.6.1 Doubling the output method

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

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

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

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

où a_{rf} est l'atténuation RF

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

on a: $F_o = \frac{\frac{T}{T_o} - 1}{a_{rf}}$

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

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

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

ce qui, exprimé en décibels, donne:

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

où a_{rf} est exprimé en décibels.

4.6.2 Méthode de l'atténuation FI

Régler la diode comme en 4.6.1.

Dans cette méthode, placer un atténuateur FI dans le circuit (en général entre l'amplificateur principal et le préamplificateur, ce qui donne l'amplificateur indiqué à la figure 31). On doit s'assurer d'une adaptation correcte de l'atténuateur FI dans le circuit.

La méthode est semblable à celle décrite en 4.6.1; mais elle en diffère en ce que, lorsqu'on applique la puissance de la source de bruit à la diode en réglant l'atténuateur RF étalonné de façon à doubler la puissance de sortie, on règle l'atténuateur FI pour ramener le niveau de puissance en sortie lu sur l'indicateur à sa valeur d'origine.

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

où a_{if} est l'atténuation FI

On a donc: $F_o = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{a_{if} - 1} \right]$

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

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

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

where a_{rf} is the RF attenuation

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

then: $F_o = \frac{\frac{T}{T_o} - 1}{a_{rf}}$

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

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

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

which, expressed in decibels, becomes:

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

where a_{rf} is expressed in decibels.

4.6.2 IF attenuation method

The diode is fitted as in 4.6.1.

In this method, an IF attenuator is included in the circuit (usually between the main and preamplifier sections which make up the amplifier as shown in figure 31). Care must be taken to ensure the correct match of the IF attenuator into the circuit.

The method is similar to that in 4.6.1 except that, when the power from the noise source is applied to the diode by adjustment of the calibrated RF attenuator so as to double the output power, the IF attenuator is adjusted to return the power output level shown on the indicator to its original value.

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

where a_{if} is the IF attenuation

Then: $F_o = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{a_{if} - 1} \right]$

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

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

ce qui, exprimé en décibels, donne:

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} (1 + r) + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - 10 \log_{10} [a_{if} - 1] \quad (4)$$

où a_{if} exprimé en décibels dans l'équation (4).

4.6.3 Méthode de la puissance de sortie

Régler la diode comme en 4.6.1 et opérer de même, à la différence près qu'il n'est pas nécessaire de doubler la puissance de sortie. On peut avoir n'importe quel niveau de puissance sur l'indicateur, à condition que le rapport des puissances de sortie indiqué N_2/N_1 soit mesuré dans la partie quadratique de la caractéristique du détecteur.

Dans ce cas, on peut utiliser directement l'équation (3).

Ainsi:

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

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

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

ce qui, exprimé en décibels, donne:

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

4.7 Rapport de température de bruit en sortie

4.7.1 Méthode de mesure directe

4.7.1.1 But

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

which, expressed in decibels, gives:

$$F_o \text{ (dB)} = 10 \log_{10} (1 + r) + 10 \log_{10} \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] - 10 \log_{10} [a_{if} - 1] \quad (4)$$

where a_{if} is expressed in decibels in equation (4).

4.6.3 Output power method

The diode is fitted as in 4.6.1 and the procedure is similar, except that the doubling of the power output is not required. Any suitable power levels may be shown on the indicator provided that the indicated output power ratio N_2/N_1 is measurable within the square law part of the detector characteristic.

In this case, equation (3) may be used directly.

Thus:

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

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

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

which, expressed in decibels, gives:

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

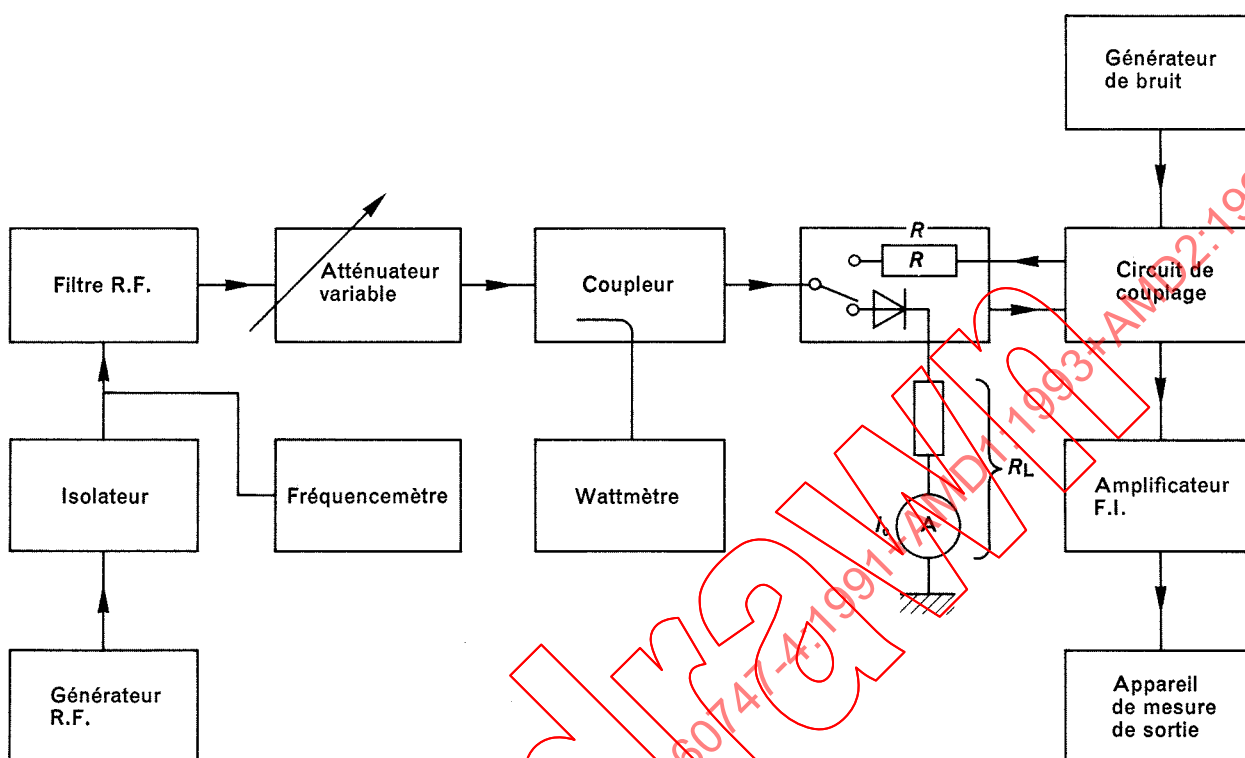
4.7 Output noise ratio

4.7.1 Direct measurement method

4.7.1.1 Purpose

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

4.7.1.2 Schéma



IEC 1136/01

R = résistance de référence non inductive

Figure 32

4.7.1.3 Description et exigences du circuit

Le filtre RF et le support de mesure de la diode doivent être conformes aux exigences données en 4.6. Si l'on désire une plus grande précision, on doit accorder le circuit de couplage pour chaque diode. Le circuit de couplage ne doit pas dissiper.

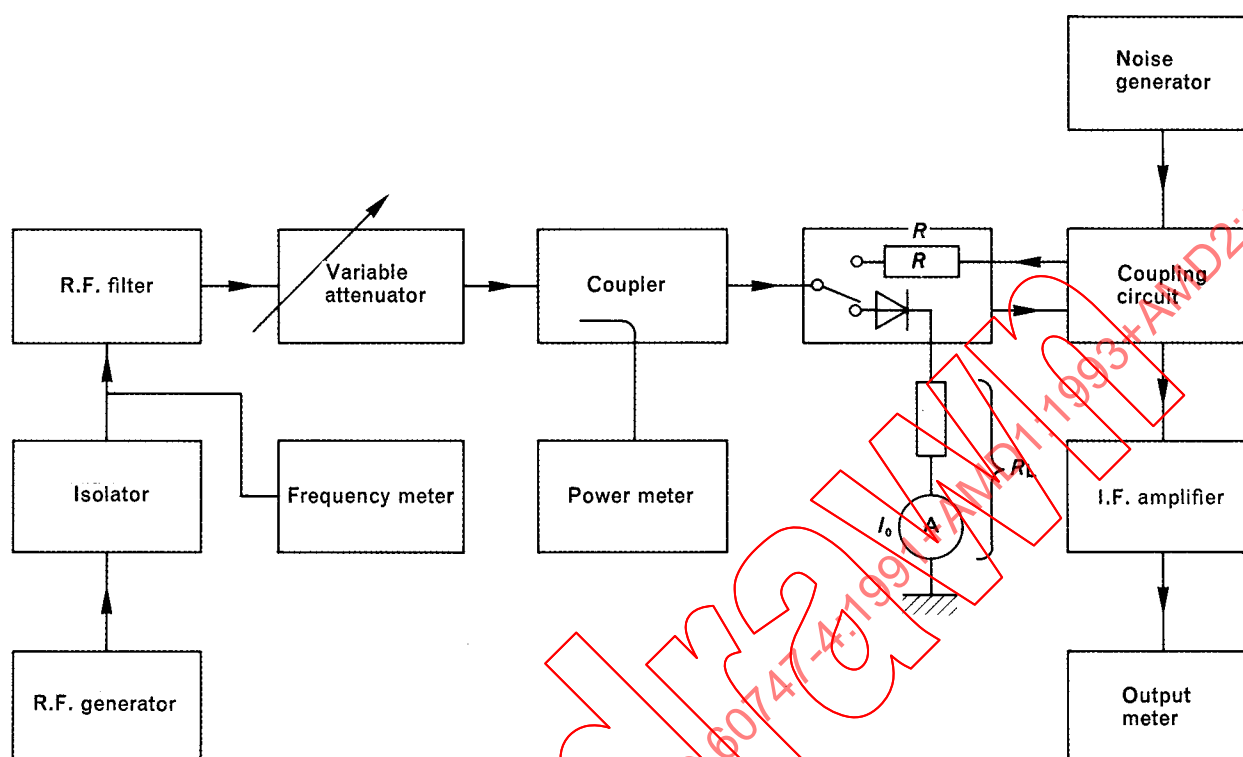
Le gain et la bande passante de l'amplificateur FI doivent être spécifiés. Le facteur de bruit de l'amplificateur doit être plus faible que la valeur de bruit en sortie prévue pour la diode en mesure.

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

4.7.1.4 Exécution

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

4.7.1.2 Circuit diagram



IEC 1136/01

R = non-inductive reference resistor

Figure 32

4.7.1.3 Circuit description and requirements

The RF filter and diode measurement mount must conform to the requirements given in 4.6. If more accuracy is required, means should be provided to tune the coupling circuit for each individual diode. The coupling circuit shall be non-dissipative.

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

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

4.7.1.4 Measurement procedure

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

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

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

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

où

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

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

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

T_o = température de bruit de référence (K)

g = conductance de sortie FI du mélangeur (généralement exprimée en siemens ou en ohms)

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

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

Si $N_2 = 2N_1$:

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

4.7.2 Valeur calculée

Comme la valeur mesurée, indiquée en 4.7.1, dépend d'exigences précises du circuit de mesure, il est quelquefois plus précis de déduire le rapport de température de bruit en sortie (N_r) des mesures de facteur de bruit total (F_o) et de perte de conversion (L_c), à condition d'avoir mesuré cette dernière et, dans ce cas:

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

où F_{if} est le facteur de bruit de l'amplificateur FI

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

The output noise ratio is given by:

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

where

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

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

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

T_o = reference noise temperature (K)

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

N_2 = indicated output with diode input

N_1 = indicated output with reference resistor input

If $N_2 = 2N_1$:

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

4.7.2 Calculated value

As the measured value, as given in 4.7.1, is so dependent on stringent measurement circuit requirements, it is sometimes more accurate to derive the output noise ratio (N_r) from the measurements of overall noise factor (F_o) and conversion loss (L_c), provided the latter has been measured, in which case

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

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

4.8 Perte de conversion

But

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

4.8.1 Méthode par accroissement en continu

4.8.1.1 Schéma

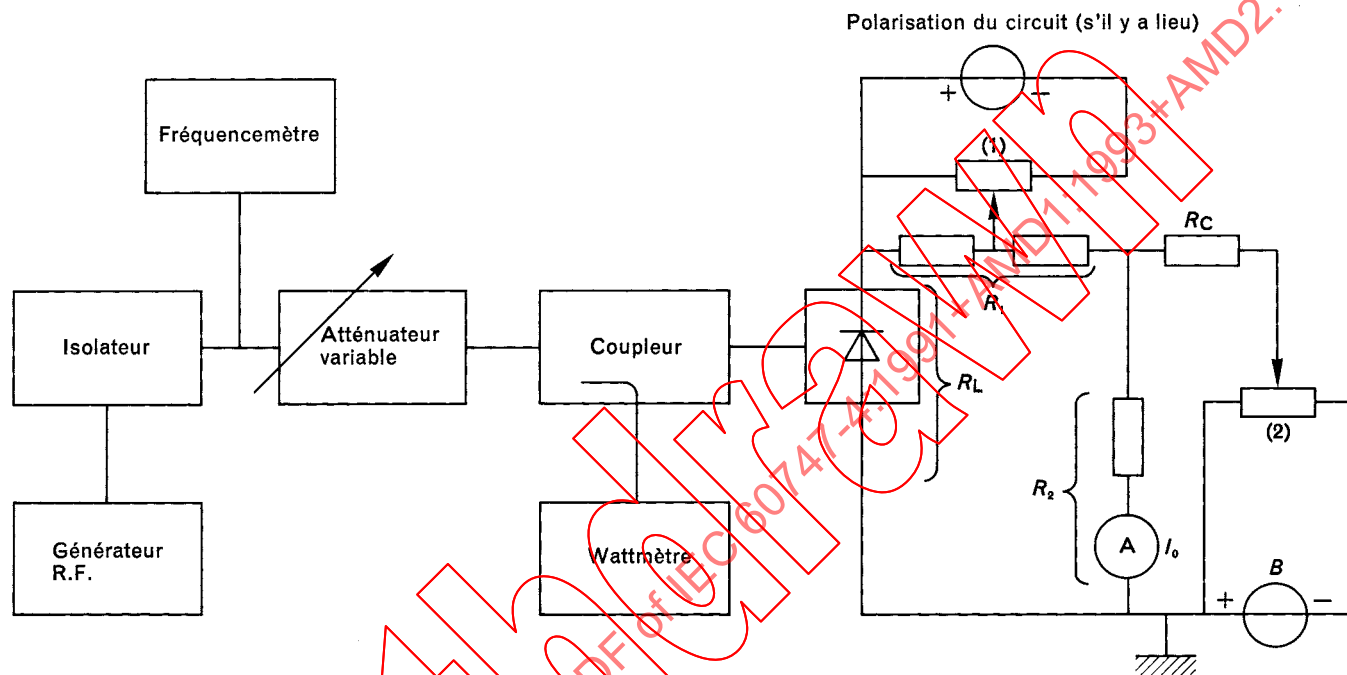


Figure 33

IEC 1137/01

4.8.1.2 Description et exigences du circuit

$R_L = R_1 + R_2$ = résistance de charge FI spécifiée

R_1 = résistance de charge en continu spécifiée

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

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

4.8.1.3 Précautions à prendre

Aucune précaution spéciale.

4.8 Conversion loss

Purpose

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

4.8.1 DC incremental method

4.8.1.1 Circuit diagram

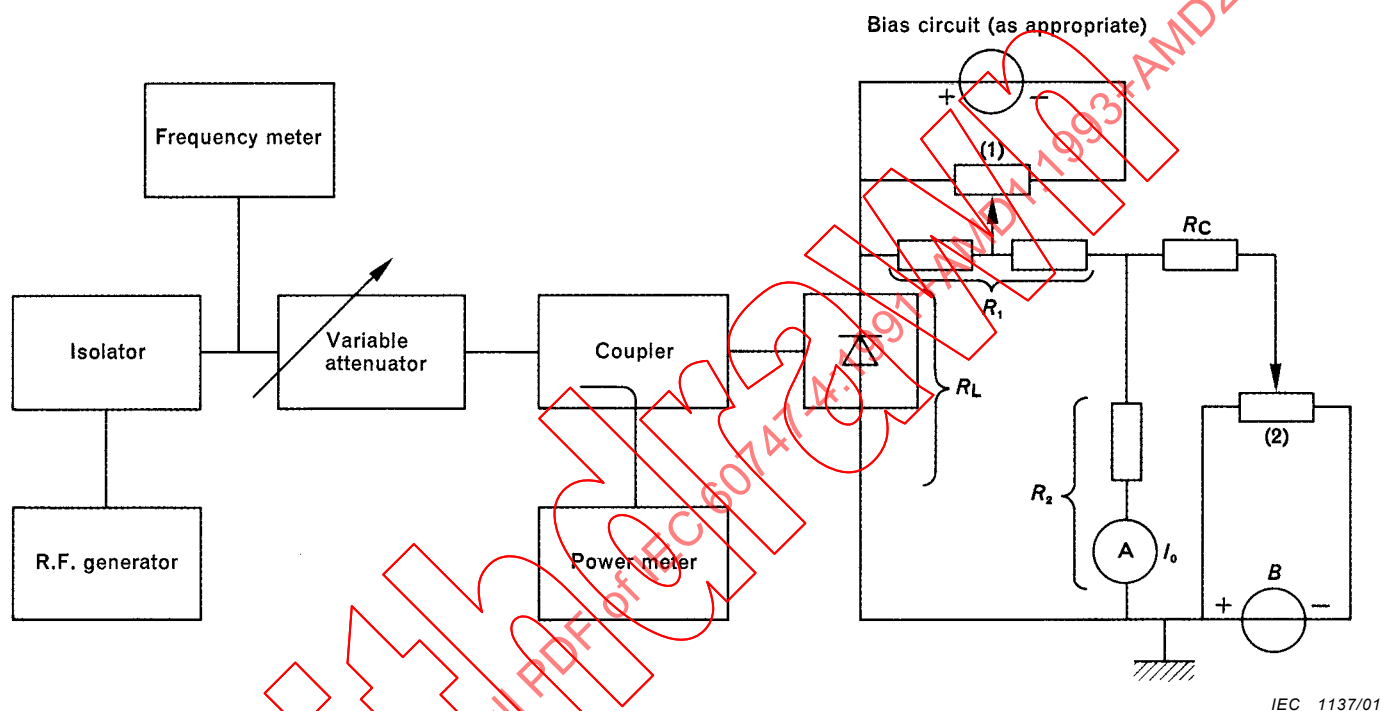


Figure 33

4.8.1.2 Circuit description and requirements

$R_L = R_1 + R_2$ = specified IF load resistance

R_1 = specified d.c. load resistance

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

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

4.8.1.3 Precautions to be observed

No special precautions.

4.8.1.4 Exécution

Placer la diode dans le circuit de mesure indiqué à la figure 33 et la faire fonctionner dans les conditions spécifiées. Appliquer à la diode un faible niveau connu de puissance hyperfréquence (P). Ajuster le potentiomètre n° 2 de façon que le courant fourni par la source continue (B) compense exactement le courant redressé (I_0). Faire varier la puissance hyperfréquence appliquée d'une faible quantité (ΔP) et mesurer la petite variation correspondante du courant redressé (ΔI_0).

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

$$L_c = \frac{2}{P_0 R_L^2 \frac{1}{Z_{if}} \left[\frac{\Delta I_0}{\Delta P} \right]^2 \left[\frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_{if}} \right]^2}$$

où

ΔP = faible variation de la puissance hyperfréquence

ΔI_0 = variation correspondante du courant redressé

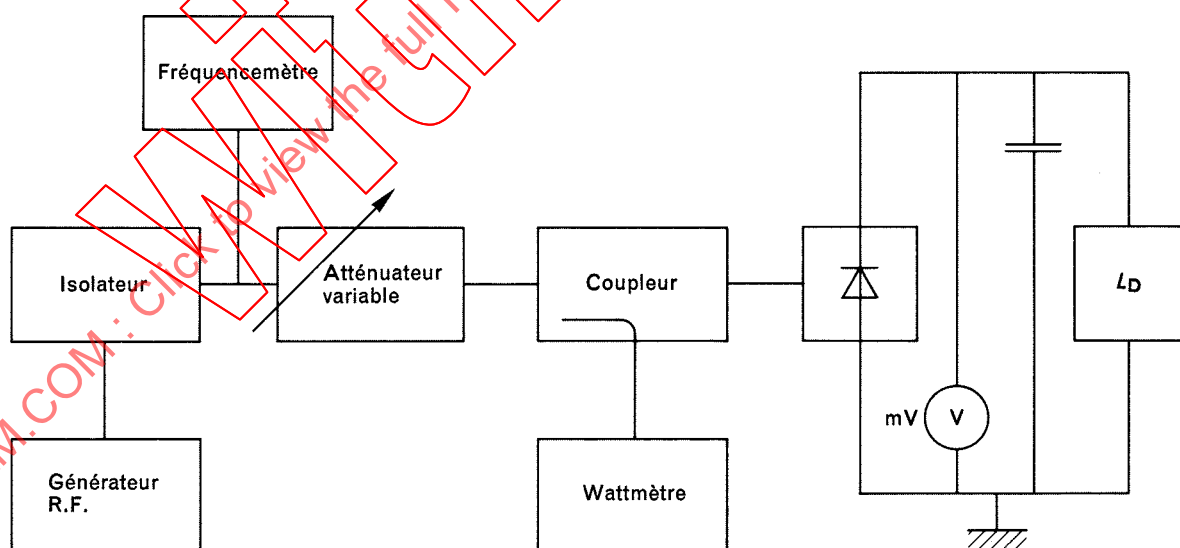
P_0 = puissance moyenne $P + \frac{\Delta P}{2}$

Z_{if} = impédance FI d'une diode normalisée

La méthode par accroissement en continu n'est pas directement adaptée à un essai rapide de production, mais on l'utilise pour un étalonnage absolu de diodes normalisées. Celles-ci peuvent alors être utilisées pour étalonner la méthode par modulation d'amplitude (voir 4.8.2).

4.8.2 Méthode par modulation d'amplitude

4.8.2.1 Schéma



IEC 1138/01

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

Figure 34

4.8.1.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in figure 33 and operated under specified conditions. A known low level of microwave power (P) is applied to the diode. The potentiometer (2) is adjusted so that the current supplied from the d.c. source (B) reduces the indicated rectified current (I_0) to zero. The applied microwave power is then changed by a small amount (ΔP) and the resulting small change in rectified current (ΔI_0) is measured.

The conversion loss is then derived from the expression:

$$L_c = \frac{2}{P_0 R_L^2 \frac{1}{Z_{if}} \left[\frac{\Delta I_0}{\Delta P} \right]^2 \left[\frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_{if}} \right]^2}$$

where

ΔP = small change in microwave power

ΔI_0 = corresponding change in rectified current

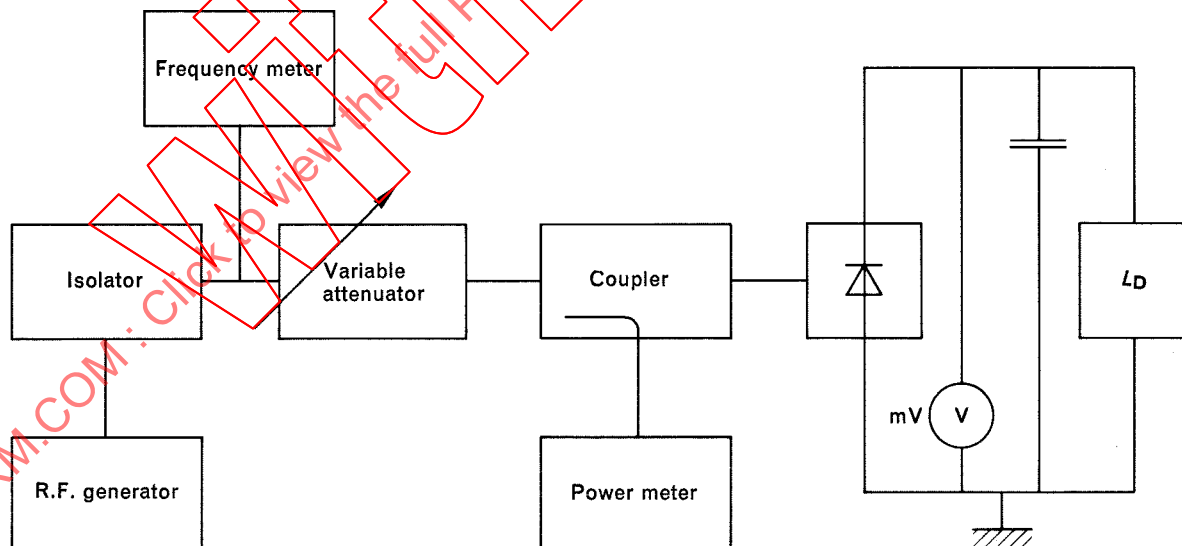
P_0 = average power $P + \frac{\Delta P}{2}$

Z_{ir} = IF impedance of standard diode

The d.c. incremental method is not readily adapted for rapid production testing, but it is used mainly to establish an absolute calibration of standard diodes. These standard diodes may then be used to calibrate the amplitude modulation method (see 4.8.2).

4.8.2 Amplitude modulation method

4.8.2.1 Circuit diagram



IEC 1138/01

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

Figure 34

4.8.2.2 Description et exigences du circuit

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

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

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

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

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

4.8.2.4 Exécution

Placer la diode dans le circuit comme l'indique la figure 34, où elle fonctionne dans les conditions déterminées. La puissance hyperfréquence arrivant sur la diode est modulée en amplitude à basse fréquence, avec un taux de modulation déterminé. L'enveloppe de la modulation est détectée par la diode et une tension alternative apparaît aux bornes de la charge de la diode. Connaissant le taux de modulation et la puissance délivrée par le générateur, on peut déterminer la perte de conversion comme suit:

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

où

m = taux de modulation (inférieur à 10 %)

P = puissance moyenne appliquée à la diode

R_L = résistance de charge de la diode

V = tension alternative basse fréquence aux bornes de R_L

Cette méthode peut être utilisée comme mesure absolue ou comme méthode relative de comparaison. Dans le cas de mesures relatives, on peut utiliser des diodes normalisées obtenues par la méthode d'accroissement en continu (voir 4.8.1).

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

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

4.9 Energie de destruction par surcharge

4.9.1 But

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

4.8.2.2 Circuit description and requirements

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

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

(this approximation leads to an error smaller than 0,5 dB).

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

4.8.2.3 Precaution: Modulation coefficient shall not exceed 10 %.

4.8.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in figure 34, and operated under specified conditions. The microwave power incident upon the diode is modulated in amplitude at a specified low frequency by a specified amount. The modulation envelope is detected by the diode and an a.c. voltage developed across the diode load. Knowing the percentage of modulation and the signal source power, the conversion loss may be obtained from:

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

where

m = modulation coefficient (not more than 10 %)

P = mean power on the diode

R_L = load resistance of the diode

V = low frequency a.c. voltage across R_L

This method may be used as an absolute measurement or as a relative comparison method. In the case of a relative assessment, standard diodes as obtained using the d.c. incremental method (4.8.1) may be used.

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

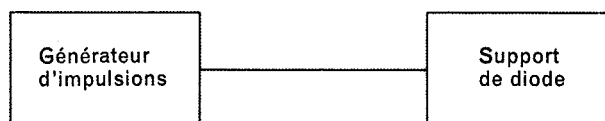
However, if the amplitude modulation method is used to obtain absolute measurements, it is essential to obtain an accurate measurement of m , P and R_L .

4.9 Burnout energy

4.9.1 Purpose

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

4.9.2 Schéma



IEC 1139/01

Figure 35

4.9.3 Description et exigences du circuit

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

4.9.4 Précautions à prendre

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

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

4.9.5 Exécution

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

4.9.5.1 Energie de destruction due à des impulsions répétées

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

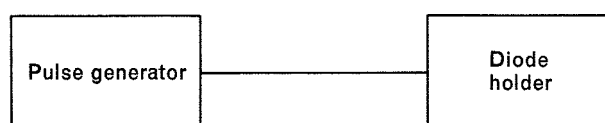
4.9.5.2 Energie de destruction due à une seule impulsion

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

4.9.5.3 Energie de destruction due à une onde entretenue ou à des impulsions RF

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

4.9.2 Circuit diagram



IEC 1139/01

Figure 35

4.9.3 Circuit description and requirements

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

4.9.4 Precautions to be observed

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

If the test is carried out using low repetition rates, less than 200 Hz, a mercury-wetted relay type switch is recommended.

4.9.5 Measurement procedure

The diode shall be subjected to one of the following tests as appropriate; after test, the diode shall be measured to determine the change in the noise output produced.

4.9.5.1 Burnout by repetitive pulses

The diode is subjected to a specified number of pulses of specified duration (which is shorter than the thermal time constant of the diode junction), specified repetition rate, having a specified energy content. The pulse polarity shall be that which causes a current to flow in the direction providing the most severe effect.

4.9.5.2 Burnout by single pulse

The diode is subjected to a pulse having a specified energy content and having a specified duration (shorter than the thermal time constant of the diode junction). Alternatively, the pulse generating circuit may include a pulse-forming network which is charged to a given voltage (corresponding to the required energy value) and a contact to the diode is made by any suitable means so that a current flows through the diode in that direction which produces the most severe effect.

4.9.5.3 Burnout by C.W. or by RF pulses

The diode is fitted into the specified measuring mount and operated under specified conditions. The specified C.W. or the specified RF pulse power is applied to the diode for the specified period of time. This power must be matched to the diode input.

4.10 Valeur de la surtension de la cavité nécessaire pour obtenir une réduction déterminée de la puissance de bruit fournie par un oscillateur local à la sortie d'une diode mélangeuse

Si le bruit en sortie d'un oscillateur local est donné par une valeur N (W/MHz) pour un niveau déterminé, le rapport de température de bruit équivalent (t_o) à la sortie du mélangeur peut s'exprimer ainsi:

$$t_o = \frac{N \text{ (W/MHz)}}{L_c \times kTB}$$

où L_c est la perte de conversion du mélangeur, exprimée comme un rapport de puissances.

A 290 K et pour 4×10^{-15} (W/MHz):

$$t_o = \frac{N}{L_c \times 4 \times 10^{-15}}$$

Si, par exemple, la perte de conversion (L_c) de la diode est de 6,3 dB, cela est équivalent à 4,3 en puissance, et

$$t_o = \frac{N}{17,2 \times 10^{-15}}$$

Le facteur de bruit total (F), sans bruit dû à l'oscillateur local, est donné par:

$$F = L_c (N_{if} - 1 + t_r)$$

où

N_{if} = valeur du facteur de bruit du récepteur

t_r = rapport de température de bruit de la diode mélangeuse

tous deux exprimés comme des rapports de puissances

Cette expression peut s'écrire: $L_c t_1$, où t_1 est égal au terme entre parenthèses.

Si l'on veut réduire la puissance de bruit due à l'oscillateur local en sortie de la diode mélangeuse de n fois, la nouvelle valeur de t_o , soit t_o^1 , est égale à t_1/n .

Donc:

$$\frac{t_o}{t_o^1} = \frac{Nn}{4L_c t_1 \times 10^{-15}} \quad (5)$$

4.10 Q value of cavity required to provide a stated reduction of the noise power which a local oscillator provides at a mixer crystal output

If the noise output from a local oscillator is given by a value N (W/MHz) for a stated drive level, the equivalent (N.T.R.) noise temperature ratio (t_o) at the mixed output may be expressed by:

$$t_o = \frac{N \text{ (W/MHz)}}{L_c \times kTB}$$

where L_c is the conversion loss of the mixer as power ratio.

A 290 K and at 4×10^{-15} (W/MHz):

$$t_o = \frac{N}{L_c \times 4 \times 10^{-15}}$$

If, for example, the conversion loss (L_c) of the diode is 6,3 dB, this is equivalent to 4,3 times in power, and

$$t_o = \frac{N}{17,2 \times 10^{-15}}$$

The overall noise factor (F), with no local oscillator noise, is given by:

$$F = L_c (N_{if} - 1 + t_r)$$

where

N_{if} = receiver noise factor value

t_r = mixer diode N.T.R. value

both expressed as power ratios

This expression may be written as $L_c t_1$, where t_1 is equal to the term within brackets.

If it is desired to reduce the noise power contributed by the local oscillator in the diode output by n times, the new value of t_o , say t_o^1 , is given by t_1/n .

Hence:

$$\frac{t_o}{t_o^1} = \frac{Nn}{4L_c t_1 \times 10^{-15}} \quad (5)$$

La réponse de la cavité est alors donnée par:

$$\frac{1}{1 + \left[\frac{2 f_{if} Q_L}{f_o} \right]^2}$$

où

f_{if} = fréquence FI du récepteur

Q_L = surtension en charge de la cavité

f_o = fréquence de résonance de la cavité

En combinant cette expression avec (5), on obtient:

$$\frac{1}{1 + \left[\frac{2 f_{if} Q_L}{f_o} \right]^2} = \frac{4 L_c t_1 \times 10^{-15}}{Nn}$$

et:

$$Q_L = \frac{f_o}{2 f_{if}} \left[\frac{Nn}{4 L_c t_1 \times 10^{-15}} - 1 \right]^{1/2}$$

EXEMPLE:

Pour réduire le bruit dû à l'oscillateur local de 10 fois.

Puissance de bruit de l'oscillateur local (N) = 8×10^{-13} W/MHz pour une diode déterminée.

Perte de conversion de la diode (L_c) = 6,3 dB = 4,3 fois.

Rapport de température de bruit de la diode (t_r) = 1,2 fois.

Facteur de bruit du récepteur = 2 dB (N_{if}) = 1,6 fois.

Fréquence du récepteur FI (f_{if}) = 30 MHz.

L'oscillateur local fonctionne à 10 GHz (f_o).

Alors:

$$t_1 = 1,6 - 1 + 1,2 = 1,8$$

$$Q_L = \frac{10^{10}}{2 \times 30 \times 10^6} \left[\frac{8 \times 10^{-13} \times 10^1}{4,3 \times 4 \times 10^{-15} \times 1,8} - 1 \right]^{1/2} = 2\,680$$

4.11 Facteur de bruit de l'amplificateur FI

Exécution

On peut déterminer le facteur de bruit de l'amplificateur FI en suivant les règles données en 4.6.1. La disposition du circuit, la fréquence centrale et la bande passante sont déterminées par la fréquence intermédiaire nécessaire.

Now the power response of a cavity is given by:

$$\frac{1}{1 + \left[\frac{2 f_{if} Q_L}{f_o} \right]^2}$$

where

f_{if} = IF. frequency of receiver

Q_L = loaded Q of cavity

f_o = cavity resonant frequency

Combining this expression with (5):

$$\frac{1}{1 + \left[\frac{2 f_{if} Q_L}{f_o} \right]^2} = \frac{4 L_c t_1 \times 10^{-15}}{Nn}$$

and:

$$Q_L = \frac{f_o}{2 f_{if}} \left[\frac{Nn}{4 L_c t_1 \times 10^{-15}} - 1 \right]^{1/2}$$

EXAMPLE:

Required to reduce the noise contributed by a local oscillator by 10 times.

Noise power from local oscillator (N) = 8×10^{-13} W/MHz for a given diode drive.

Diode conversion loss (L_c) = 6,3 dB = 4,3 times.

Diode N.T.R. (t_r) = 1,2 times.

Receiver noise factor = 2 dB (N_{if}) = 1,6 times.

Receiver IF frequency (f_r) = 30 MHz.

Local oscillator operates at 10 GHz (f_o).

Then:

$$t_1 = 1,6 - 1 + 1,2 = 1,8$$

$$Q_L = \frac{10^{10}}{2 \times 30 \times 10^6} \left[\frac{8 \times 10^{-13} \times 10^1}{4,3 \times 4 \times 10^{-15} \times 1,8} - 1 \right]^{1/2} = 2680$$

4.11 IF amplifier noise figure

Measurement procedure

The noise figure of the IF amplifier may be determined by the procedure given in 4.6.1. The circuit arrangement, centre frequency and bandwidth are determined by the IF frequency required.

Le facteur de bruit de l'amplificateur peut s'exprimer comme suit:

$$F_{if} = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right]$$

qui, lorsque $N_2 = 2N_1$ comme en 4.6.1, devient:

$$F_{if} = \frac{N'}{k T_o B}$$

Si l'on utilise une diode de bruit à température limitée comme source de bruit d'entrée appliquée à la résistance d'entrée de l'amplificateur, alors:

$$N' = \frac{eIRB}{2}$$

Donc:

$$F_{if} = \frac{eIR}{kT_o} = 20 IR \text{ lorsque } T_o = 290K$$

et où

I = courant de la diode de bruit, en ampères

R = résistance d'entrée de l'amplificateur, en ohms

The noise figure of the amplifier can be expressed as follows:

$$F_{if} = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right]$$

which, when $N_2 = 2N_1$ adjustment as in 4.6.1, becomes:

$$F_{if} = \frac{N'}{k T_o B}$$

If a temperature limited noise diode is used as the input noise applied through the amplifier input resistor, then:

$$N' = \frac{eIRB}{2}$$

Then:

$$F_{if} = \frac{eIR}{kT_o} = 20 IR \text{ when } T_o = 290K$$

and where

I = noise diode current, in amperes

R = amplifier input resistance, in ohms

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

Section 2: Diodes mélangeuses utilisées en transmission

1 Généralités

Voir la section 1, article 1.

2 Terminologie et symboles littéraux

Voir la section 1, article 2.

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

3.1 Généralités

Les valeurs limites et caractéristiques essentielles de chaque catégorie de diodes sont indiquées par le signe + dans le tableau suivant.

- Catégorie A: diode discrète.
- Catégorie B: élément de diode monté sur un substrat ou intégré dans un guide d'ondes.

NOTE Ceci inclut les circuits qui contiennent des éléments passifs, tels que: circuits d'alimentation de polarisation en continu, circuits de protection en continu, coupleurs directifs, filtres, etc., et également des types équilibrés. Les circuits qui contiennent des éléments actifs, tels que: transistors, diodes oscillatrices, etc., ne sont pas compris.

- Sous-catégorie P: diode à pointe.
- Sous-catégorie S: diode à barrière de Schottky.

3.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes devront être indiquées:

3.2.1 Températures

3.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement

3.2.1.2 Domaine de températures de stockage

3.2.2 Courant

Courant direct moyen maximal dans les conditions spécifiées à 25 °C

3.2.3 Dissipation de puissance (y compris l'énergie de claquage)

3.2.3.1 Puissance entretenue maximale dans les conditions spécifiées à 25 °C

3.2.3.2 Energie maximale de claquage d'une seule impulsion dans des conditions spécifiées à 25 °C

Catégories			
A		B	
P	S	P	S
+	+	+	+
+	+	+	+
	+		+
+	+	+	+
+	+	+	+
		(note 1)	(note 1)

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

Section 2: Mixer diodes used in communication applications

1 General

See section 1, clause 1.

2 Terminology and letter symbols

See section 1, clause 2.

3 Essential ratings and characteristics

3.1 General

The essential ratings and characteristics for each category of diode are marked with a + sign in the following table.

- Category A: discrete diode.
- Category B: diode element mounted on a substrate or integrated with a waveguide.

NOTE This includes those circuits which contain passive elements, such as d.c. bias supply circuits, d.c. protection circuits, directional couplers, filters, etc.; balanced types are also included. Circuits containing active elements, such as transistors, oscillator diodes, etc. are not included.

- Subcategory P: point contact diode.
- Subcategory S: Schottky barrier diode.

3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

3.2.1 Temperatures

3.2.1.1 Range of operating temperatures

3.2.1.2 Range of storage temperatures

3.2.2 Current

Maximum mean forward current under specified conditions at 25 °C

3.2.3 Power dissipation (including burn-out energy)

3.2.3.1 Maximum c.w. power under specified conditions at 25 °C

3.2.3.2 Maximum burn-out energy by single pulse under specified conditions at 25 °C

Categories			
A		B	
P	S	P	S
+	+	+	+
+	+	+	+
	+		+
+	+	+	+
+	+	+	+
		(note 1)	(note 1)

3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, les caractéristiques suivantes devront être données à, 25 °C:

3.3.1 Capacité entre les extrémités

Valeur typique dans les conditions spécifiées

3.3.2 Courant direct

Valeur minimale pour une tension spécifiée

3.3.3 Courant inverse

Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée

3.3.4 Rapport du courant direct à deux tensions de polarisation, spécifiées ou coefficient n (note 2)

Valeur typique

3.3.5 Taux d'ondes stationnaires

Valeur maximale lorsque la diode est placée dans une monture adaptée et qu'elle fonctionne dans les conditions spécifiées (note 3)

Valeur(s) maximale(s) dans les conditions spécifiées (note 4)

3.3.6 Impédance FI

Valeurs minimale et maximale dans les conditions spécifiées (note 3)

3.3.7 Perte de conversion

Valeur typique dans les conditions spécifiées (note 3)

3.3.8 Facteur de bruit total

Valeur maximale dans les conditions spécifiées (notes 3 et 6)

3.3.9 Isolement

Rapport de la valeur du signal d'oscillateur local mesurée aux bornes de l'oscillateur local à la valeur mesurée aux bornes du signal d'entrée

Valeur typique, exprimée en décibels, dans les conditions spécifiées

3.4 Données d'applications

3.4.1 Courant direct moyen recommandé dans les conditions de fonctionnement spécifiées

3.4.2 Inductance série

Valeur typique

3.4.3 Rapport de température de bruit en sortie

Valeur typique

Catégories			
A		B	
P	S	P	S
+	+		
		+	
		+	
	+		
+	+	+	+
		(note 5)	(note 5)
+	+	+	+
		(note 5)	(note 5)
+	+	+	+
		+	+
+	+	+	+
+	+		
+	+	+	+

3.3 Electrical characteristics

Unless otherwise specified, the following characteristics should be stated at 25 °C:

3.3.1 Terminal capacitance

Typical value under specified conditions

3.3.2 Forward current

Minimum value at specified voltage

3.3.3 Reverse current

Maximum value at specified reverse voltage

3.3.4 Ratio of the forward current at two specified bias voltages, or coefficient n (note 2)

Typical value

3.3.5 Voltage standing wave ratio

Maximum value when fitted on mount and operating under specified conditions (note 3)

Maximum value(s) under specified conditions (note 4)

3.3.6 IF impedance

Minimum and maximum values under specified conditions (note 3)

3.3.7 Conversion loss

Typical value under specified conditions (note 3)

3.3.8 Overall noise factor

Maximum value under specified conditions (notes 3 and 6)

3.3.9 Isolation

The ratio of the value of the local oscillator signal measured at the local oscillator to the value measured at the input signal port

Typical value, expressed in decibels, under specified conditions

3.4 Application data

3.4.1 Recommended mean forward current, under specified operating conditions

3.4.2 Series inductance

Typical value

3.4.3 Output noise temperature ratio

Typical value

Categories			
A		B	
P	S	P	S
+	+		
	+		
	+		
	+		
	+		
+	+	+	+
		(note 5)	(note 5)
+	+	+	+
		(note 5)	(note 5)
+	+	+	+
		(note 5)	(note 5)
+	+	+	+
		+	+
+	+	+	+
+	+		
+	+	+	+

NOTE 1 Si la diode est intégrée avec les éléments du circuit en continu, tels que le circuit d'alimentation ou de protection de polarisation, la valeur totale doit comprendre l'effet de ce circuit continu.

NOTE 2 « n » est défini par:

$$i = i_s (e^{\frac{qV}{nkT}} - 1)$$

où

i = courant direct de la diode

i_s = courant de saturation inverse

q = charge de l'électron

V = tension de polarisation appliquée

k = constante de Boltzmann

T = température absolue

NOTE 3 Le support du dispositif doit être spécifié par le fabricant.

NOTE 4 Si le signal d'entrée et l'oscillateur local ont des bornes séparées, le taux d'ondes stationnaires devra être donné pour chacune des bornes. Dans ce cas, les fréquences à chaque borne devront être spécifiées.

NOTE 5 En outre, il est nécessaire de donner la réponse en fréquence, en valeur typique, soit numériquement, soit graphiquement.

NOTE 6 Le facteur de bruit F_o doit être déterminé pour une valeur supposée ou réelle de F_{ip} de 1,5 dB.

4 Méthodes de mesure

Voir 4.1 à 4.9, section 1.

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

Section 3: Diodes détectrices

(A l'étude.)

NOTE 1 If the diode is integrated with the elements of the d.c. circuits such as bias supply circuit or bias protection circuit, the overall value shall include the effect of this d.c. circuit.

NOTE 2 "n" is defined by:

$$i = i_s \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

where

i = diode forward current

i_s = reverse saturation current

q = electron charge

V = applied bias voltage

k = Boltzmann's constant

T = absolute temperature.

NOTE 3 The device holder shall be specified by the manufacturer.

NOTE 4 If input signal and local oscillator terminals are separated, the voltage standing wave ratio for each terminal should be given. In this case, the frequencies should be specified for each terminal.

NOTE 5 In addition, it is necessary to give the frequency response, typical value, in either numerical or graphical representation.

NOTE 6 The noise factor F_o shall be determined for an assumed or actual F_{if} of 1,5 dB.

4 Measurement methods

See 4.1 to 4.9, section 1.

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

Section 3: Detector diodes

(Under consideration.)

CHAPITRE IV: DIODES IMPATT

Section 1: Diodes Impatt pour applications en amplificateur

1 Généralités

(A définir.)

2 Terminologie et symboles littéraux

2.1 Termes et symboles littéraux

2.1.1 Température

Température de stockage T_{stg}

Température de boîtier en fonctionnement T_{case}

Température ambiante de fonctionnement de la structure résonante T_{amb}

Température de fonctionnement du corps de la structure résonante T_{MB}

2.1.2 Tensions

Tension de claquage $V_{(BR)}$

Tension de fonctionnement V_{OP}

2.1.3 Courants

Courant inverse I_R

Courant de fonctionnement I_{OP}

Courant continu I_A

Courant transitoire de pointe I_{AM}

2.1.4 Puissances

Puissance dissipée P_D

Puissance de sortie (dans un montage oscillateur spécifié) P_O

Puissance de sortie ajoutée (dans un montage amplificateur spécifié) $P_{O\ add}$

Variation de la puissance de sortie en fonction du courant $\Delta P_{O(\Delta I)}$,

Puissance de sortie parasite P_{sp}

2.1.5 Capacités et résistances

Capacité de boîtier C_{case}

Capacité de jonction C_j

Capacité totale C_{tot}

Résistance thermique jonction-boîtier $R_{th(j-c)}$

CHAPTER IV: IMPATT DIODES

Section 1: Impatt diodes amplifiers

1 General

(To be defined.)

2 Terminology and letter symbols

2.1 Terms and letter symbols

2.1.1 Temperature

Storage temperature T_{stg}

Case operating temperature T_{case}

Resonant structure ambient operating temperature T_{amb}

Resonant structure body operating temperature T_{MB}

2.1.2 Voltage

Breakdown voltage $V_{(\text{BR})}$

Operating voltage V_{OP}

2.1.3 Current

Reverse current I_{R}

Operating current I_{OP}

Continuous current I_{A}

Peak transient current I_{AM}

2.1.4 Power

Power dissipation P_{D}

Output power (for a defined oscillator structure) P_{O}

Added output power (for a defined amplifier structure) $P_{\text{O add}}$

Output power change with current $\Delta P_{\text{O}(\Delta I)}$,

Spurious output power P_{Sp}

2.1.5 Capacitance and resistance

Case capacitance C_{case}

Junction capacitance C_{j}

Total capacitance C_{tot}

Junction-to-case thermal resistance $R_{\text{th(j-c)}}$

2.1.6 Fréquences

Fréquence minimale de la gamme d'accord mécanique $f_{\min M}$

Fréquence maximale de la gamme d'accord mécanique $f_{\max M}$

Fréquence minimale de la gamme d'accord électrique $f_{\min E}$

Fréquence maximale de la gamme d'accord électrique $f_{\max E}$

Variation de la fréquence en fonction du courant $\Delta f_{(\Delta I)}$

Dérive de fréquence lors de la mise sous tension Δf_{on}

Variation de la fréquence en fonction de la température $\Delta f_{(\Delta T)}$

Variation de la puissance de sortie en fonction de la température $\Delta P_{o(\Delta T)}$

Variation de la fréquence en fonction de l'impédance de charge (pour un oscillateur) $\Delta f_{(\Delta Z)}$

Variation de la puissance de sortie en fonction de l'impédance de charge $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Bande de synchronisation

Gamme de fréquences des signaux injectés pour laquelle il y a asservissement de l'oscillateur

Fréquence minimale de synchronisation $f_{\min L}$

Fréquence maximale de synchronisation $f_{\max L}$

Rendement de conversion d'un oscillateur η , η_{osc}

Rapport de la puissance RF de sortie à la puissance d'entrée en continu

Rendement dans le cas de puissance ajoutée (cas d'un amplificateur ou d'un oscillateur asservi utilisé en modulation de fréquence) η , η_{add}

Rapport de la différence entre la puissance RF de sortie et la puissance d'entrée à la puissance continue d'entrée

2.1.7 Autres paramètres

Facteur de bruit «unité» en modulation de fréquence F_{fm}

Facteur de bruit «unité» en modulation d'amplitude sur les deux bandes latérales F_{am}

Temps d'apparition de l'onde RF t_{onRF}

2.2 Définitions complémentaires

2.2.1 Températures

température ambiante de fonctionnement de la structure résonante T_{amb}

température de l'air mesurée dans les conditions de fonctionnement, au-dessous de la structure résonante dans un environnement de température réellement uniforme, refroidi seulement par la convention de l'air naturel et affecté en rien par des surfaces réfléchissantes et rayonnantes

température de fonctionnement du corps de la structure résonante T_{MB}

température mesurée dans les conditions de fonctionnement à un point de référence spécifié à la surface du corps de la structure résonante

2.1.6 Frequency

Minimum frequency of mechanical tuning range $f_{\min M}$

Maximum frequency of mechanical tuning range $f_{\max M}$

Minimum frequency of electrical tuning range $f_{\min E}$

Maximum frequency of electrical tuning range $f_{\max E}$

Frequency change with current $\Delta f_{(\Delta I)}$

Frequency change at turn-on Δf_{on}

Change of frequency with temperature $\Delta f_{(\Delta T)}$

Change of output power with temperature $\Delta P_{o(\Delta T)}$

Change of frequency with load impedance (of an oscillator) $\Delta f_{(\Delta Z)}$

Change of output power with load impedance $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Injection locking range

The range of frequencies of an injected signal to which the oscillator will lock

Minimum injection locking frequency $f_{\min L}$

Maximum injection locking frequency $f_{\max L}$

Oscillator conversion efficiency η , η_{OSC}

The ratio of RF power output to the d.c. input power

Power-added efficiency (for amplifiers or locked oscillators in an FM system) η , η_{add}

The ratio of the difference between the RF output power and the input power to the d.c. input power.

2.1.7 Other parameters

F.M. spot noise figure F_{fm}

Double sideband A.M. spot noise figure F_{am}

RF sum-on time t_{onRF}

2.2 Complementary definitions

2.2.1 Temperature

resonant-structure ambient operating temperature T_{amb}

the air temperature measured under operating conditions below the resonant structure in an environment of substantially uniform temperature, cooled only by natural air convection and not materially affected by reflective and radiant surfaces

resonant-structure body operating temperature T_{MB}

the temperature measured under operating conditions at a specified reference point on the body surface of the resonant structure

2.2.2 Tensions

tension de fonctionnement (d'une diode Impatt) V_{OP}

tension aux bornes de la diode qui résulte de la circulation du courant de fonctionnement

2.2.3 Courants

courant de fonctionnement (d'une diode Impatt) I_{OP}

courant d'avalanche auquel la diode fonctionne

2.2.4 Puissances

puissance de sortie (pour une structure oscillatrice définie) P_o

puissance fournie au montage adapté à la borne de sortie de la structure oscillatrice

puissance de sortie ajoutée (pour une structure amplificatrice définie) $P_{o\text{ add}}$

puissance apportée par la structure amplificatrice à la puissance de sortie (autre que la puissance RF d'entrée)

puissance de sortie parasite P_{sp}

ensemble des puissances de sortie à l'exclusion de la puissance à la fréquence fondamentale

2.2.5 Capacités

capacité de boîtier C_{case}

capacité qui existe entre les bornes du boîtier de la diode lorsque la puce de la diode n'est pas montée

2.2.6 Fréquences

dérive de fréquence lors de la mise sous tension (pour un oscillateur) Δf_{on}

Dérive de fréquence qui se produit entre une valeur initiale à l'instant de l'application de la puissance et sa valeur finale en régime stable

NOTE Pour les spécifications, il faut indiquer comment la valeur initiale de la fréquence est définie.

2.2.7 Autres paramètres

facteur de bruit «unité» en modulation de fréquence F_{fm}

rapport de:

- 1) la puissance de bruit en sortie en modulation de fréquence pour une bande passante unité (densité spectrale), à une seule fréquence de sortie, lorsque la température de bruit de tous les éléments à l'entrée est égale à la température de bruit de référence T_o pour toutes les fréquences qui contribuent au bruit en sortie,

à:

- 2) la partie du point 1) due au bruit de la résistance du signal d'entrée, à la fréquence du signal d'entrée

NOTE 1 Le bruit en modulation de fréquence est la partie du bruit total détectée par un système répondant seulement à la modulation de fréquence.

NOTE 2 Le mot «unité» a été introduit dans le titre afin que ce dernier corresponde à 5.4.4, chapitre IV de la CEI 60747-1.

2.2.2 Voltage

operating voltage (of an Impatt diode) V_{OP}

the voltage across the terminals that results from the flow of operating current

2.2.3 Current

operating current (of an Impatt diode) I_{OP}

a current in the avalanche region at which the diode operates

2.2.4 Power

output power (for a defined amplifier structure) P_o

the power delivered to a matched termination at the output terminals of the oscillator structure

added output power (for a defined amplifier structure) $P_{o\ add}$

the power contributed by the amplifier structure to the output power (i.e. RF input power is excluded)

spurious output power P_{sp}

the total integrated output power excluding the power at the fundamental frequency

2.2.5 Capacitance

case capacitance C_{case}

the capacitance between the terminals of the diode case with no die installed

2.2.6 Frequency

frequency change at turn-on (for an oscillator) Δf_{on}

the frequency change from an initial value immediately following the application of power to the value finally reached

NOTE For specification purposes, it must be indicated how the initial value of frequency is defined.

2.2.7 Other parameters

F.M. spot noise figure F_{fm}

the ratio of:

- 1) the F.M. output noise power unit bandwidth (spectral density) at a single output frequency when the noise temperature of all input terminations is equal to the reference noise temperature T_0 at all frequencies that contribute to the output noise, to:
- 2) that part of item 1) caused by the noise of the signal-input termination at the signal-input frequency

NOTE 1 FM noise is that part of the total noise that is detected by a system that responds only to frequency modulation.

NOTE 2 The word "spot" has been introduced in the title to be consistent with 5.4.4, chapter IV, of IEC 60747-1.

facteur de bruit «unité» en modulation d'amplitude sur les deux bandes latérales F_{am}

rapport de:

- 1) la puissance de bruit en sortie en modulation d'amplitude pour une bande passante unité (densité spectrale), à une seule fréquence de sortie, lorsque la température de bruit de tous les éléments à l'entrée est égale à la température de bruit de référence T_0 pour toutes les fréquences qui contribuent au bruit de sortie,

à:

- 2) la partie du point 1) due au bruit de la résistance de signal d'entrée, à la fréquence du signal d'entrée.

NOTE Le bruit en modulation d'amplitude est la partie du bruit total détectée par un système répondant seulement à la modulation d'amplitude.

temps d'apparition de l'onde RF t_{onRF}

pour un oscillateur non asservi, temps nécessaire depuis la mise en service pour atteindre une fréquence spécifiée

Pour un oscillateur ou un amplificateur asservi, temps nécessaire depuis la mise en service pour atteindre une puissance de sortie spécifiée

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

3.1 Généralités

Les valeurs limites des caractéristiques électriques doivent être indiquées soit à température ambiante spécifiée, soit à température de boîtier spécifiée.

3.2 Valeurs limites

3.2.1 Températures

3.2.1.1 Température de stockage

Valeurs minimale et maximale.

3.2.1.2 Température de boîtier en fonctionnement

Valeurs minimale et maximale.

NOTE Comme variante, on peut spécifier l'une des températures indiquées en 3.4.1.

3.2.2 Dissipation de puissance

Valeur maximale pour une température de boîtier spécifiée.

3.2.3 Courant continu

Valeur maximale dans la région d'avalanche.

3.2.4 Courant transitoire de pointe

Valeur maximale dans la région d'avalanche pour une durée spécifiée de l'impulsion.

double sideband AM spot noise figure F_{am}

the ratio of:

- 1) the AM output noise power per unit bandwidth (spectral density) at a single output frequency when the noise temperature of all input terminations is equal to the reference noise temperature T_0 at all frequencies that contribute to the output noise, to:
- 2) that part of item 1) caused by the noise of the signal input termination at the signal input frequency

NOTE AM noise is that part of the total noise that is detected by a system that responds only to amplitude modulation.

RF turn-on time t_{onRF}

for a free-running oscillator, the time taken from switch-on to reach a specified frequency

For a locked oscillator or amplifier, the time taken from switch-on to reach a specified output power

3 Essential ratings and characteristics

3.1 General

The ratings of the electrical characteristics should be stated, either at ambient-rated temperature, or at case-related temperature.

3.2 Ratings (limiting values)

3.2.1 Temperature

3.2.1.1 Storage temperature

Minimum and maximum values.

3.2.1.2 Case operating temperature

Minimum and maximum values.

NOTE One of the temperatures given in 3.4.1 may be specified as an alternative.

3.2.2 Power dissipation

Maximum value at specified case temperature.

3.2.3 Continuous current

Maximum value in the avalanche region.

3.2.4 Peak transient current

Maximum value in the avalanche region, for specified pulse duration.

3.3 Caractéristiques

On doit indiquer les caractéristiques suivantes à la température de boîtier de 25 °C:

3.3.1 Tension de claquage

Valeurs minimale et maximale pour un courant inverse spécifié.

3.3.2 Courant inverse

Valeur maximale, pour une tension inverse spécifiée inférieure à la tension de claquage minimale.

3.3.3 Capacité totale

Valeurs minimale et maximale, pour une tension de polarisation spécifiée

3.3.4 Résistance thermique jonction-boîtier

Valeur maximale.

3.4 Valeurs limites et caractéristiques supplémentaires

Lorsqu'on spécifie la diode en vue de son utilisation dans une structure résonante définie, on doit indiquer les valeurs limites et caractéristiques supplémentaires suivantes:

3.4.1 Valeurs limites

Soit:

3.4.1.1 Température ambiante de fonctionnement de la structure résonante

Valeurs minimale et maximale.

Soit:

3.4.1.2 Température de fonctionnement du corps de la structure résonante

Valeurs minimale et maximale au point de référence spécifié.

3.4.2 Caractéristiques

On doit indiquer les caractéristiques suivantes de la diode à avalanche et de sa structure résonante définie à la température ambiante ou à celle de 25 °C du corps de la structure, sauf indication contraire:

3.4.2.1 Tension de fonctionnement

Valeur maximale, pour un courant (ou des courants) de fonctionnement spécifié(s).

3.4.2.2 Puissance de sortie (pour une structure oscillatrice définie)

Valeurs minimale et, s'il y a lieu, maximale, pour un courant (ou des courants) de fonctionnement de la diode spécifié(s) et, si c'est applicable, dans la bande d'accord mécanique ou électrique spécifiée, pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié.

3.3 Characteristics

The following characteristics should be given at a case temperature of 25 °C:

3.3.1 Breakdown voltage

Minimum and maximum values, at specified reverse current.

3.3.2 Reverse current

Maximum value, at specified reverse voltage below the minimum breakdown voltage.

3.3.3 Total capacitance

Minimum and maximum values, under specified bias voltage conditions.

3.3.4 Junction-to-case thermal resistance

Maximum value.

3.4 Additional ratings and characteristics

When the diode is specified for use in a defined resonant structure, the following additional ratings and characteristics should be given:

3.4.1 Ratings (limiting values)

Either:

3.4.1.1 Resonant structure ambient operating temperature

Minimum and maximum values.

Or:

3.4.1.2 Resonant structure body operating temperature

Minimum and maximum values at a specified reference point.

3.4.2 Characteristics

The following characteristics of the avalanche diode and its defined resonant structure should be given at an ambient or structure body temperature of 25 °C unless otherwise stated:

3.4.2.1 Operating voltage

Maximum value, at specified operating current(s).

3.4.2.2 Output power (for a defined oscillator structure)

Minimum and, where appropriate, maximum values, at specified diode operating current(s) and, if applicable, over the specified mechanical or electrical tuning range and at a specified voltage standing wave ratio (v.s.w.r.).

3.4.2.3 Puissance de sortie ajoutée (pour une structure amplificatrice définie)

Valeurs minimale et, s'il y a lieu, maximale, pour un courant (ou des courants) de fonctionnement de la diode spécifié(s) et, si c'est applicable, dans la bande d'accord mécanique ou électrique spécifiée, pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié.

On doit indiquer les caractéristiques suivantes, s'il y a lieu:

3.4.2.4 Bande d'accord (mécanique)

Fréquences minimale et maximale pour un courant de fonctionnement spécifié.

3.4.2.5 Bande d'accord (électrique)

Fréquences minimale et maximale pour une gamme de tensions d'accord de la diode spécifiée et pour un courant de fonctionnement spécifié.

3.4.2.6 Variation de la fréquence en fonction du courant de fonctionnement

Valeur minimale ou maximale dans une gamme spécifiée du courant de fonctionnement.

3.4.2.7 Variation de la puissance de sortie en fonctions du courant

Valeur maximale dans une gamme spécifiée du courant de fonctionnement.

3.4.2.8 Facteur de bruit en modulation de fréquence

Valeur maximale dans des conditions spécifiées, choisies de préférence dans la liste suivante:

Bande passante: 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz ou 1 kHz
et 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz ou 10 MHz pour la porteuse.

3.4.2.9 Facteur de bruit en modulation d'amplitude sur les deux bandes latérales

Valeur maximale dans les conditions spécifiées, choisies de préférence parmi celles indiquées en 3.4.2.8.

3.4.2.10 Dérive de fréquence lors de la mise sous tension

Valeur maximale dans les conditions spécifiées.

3.4.2.11 Puissance(s) de sortie parasite(s)

Valeur(s) maximale(s), pour des fréquences spécifiées et dans les conditions spécifiées.

3.4.2.12 Variation de la fréquence en fonction de la température

Valeur maximale dans toute la gamme des températures de fonctionnement, dans les conditions spécifiées.

3.4.2.13 Variation de la puissance de sortie en fonctions de la température

Valeur maximale dans toute la gamme des températures de fonctionnement, dans les conditions spécifiées.

3.4.2.3 Added output power (for a defined amplifier structure)

Minimum and, where appropriate, maximum values, at specified diode operating current(s) and, if applicable, over the specified mechanical or electrical tuning range and at a specified v.s.w.r.

The following characteristics should be given where applicable:

3.4.2.4 Tuning range (mechanical)

Minimum and maximum frequencies at specified operating current.

3.4.2.5 Tuning range (electrical)

Minimum and maximum frequencies over a specified tuning diode voltage range and at a specified operating current.

3.4.2.6 Frequency change with operating current

Minimum or maximum value over a specified operating current range.

3.4.2.7 Output power change with current

Maximum value over a specified operating current range.

3.4.2.8 F.M. noise figure

Maximum value under specified conditions, preferably selected from the following:

Bandwidth: 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz or 1 kHz
and 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz or 10 MHz for carrier.

3.4.2.9 Double sideband A.M. noise figure

Maximum value under specified conditions, preferably selected from those in 3.4.2.8.

3.4.2.10 Frequency change at turn-on

Maximum value under specified conditions.

3.4.2.11 Spurious output power(s)

Maximum value(s), at specified frequencies and under specified conditions.

3.4.2.12 Frequency change with temperature

Maximum value over the operating temperature range, under specified conditions.

3.4.2.13 Output power change with temperature

Maximum value over the operating temperature range, under specified conditions.

3.4.2.14 Entraînement de fréquence en fonctions de l'impédance de charge

Valeur maximale de la variation de fréquence pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié, toutes phases.

3.4.2.15 Variation de la puissance de sortie en fonctions de l'impédance de charge

Valeur maximale pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié, toutes phases.

3.4.2.16 Temps d'apparition de l'onde RF

Valeur maximale dans les conditions spécifiées.

3.4.2.17 Bande de synchronisation

Fréquences minimale et maximale de synchronisation, pour une puissance de synchronisation spécifiée.

3.4.2.18 Rendement de conversion du continu en RF (pour un oscillateur)

Valeur minimale dans les conditions spécifiées.

3.4.2.19 Rendement en puissance ajoutée (pour un amplificateur)

Valeur minimale dans les conditions spécifiées.

3.5 Informations supplémentaires

3.5.1 Capacité de boîtier

Valeur typique.

3.5.2 Capacité de jonction

Valeur typique dans les conditions spécifiées.

CHAPITRE IV: DIODES IMPATT

Section 2: Diodes Impatt pour applications en oscillateur

(A l'étude.)

3.4.2.14 Frequency change with load impedance variation

Maximum value for a specified voltage standing wave ratio (v.s.w.r.), all phases.

3.4.2.15 Output power change with load impedance variation

Maximum value for a specified v.s.w.r., all phases.

3.4.2.16 RF turn-on time

Maximum value under specified conditions.

3.4.2.17 Injection locking range

Minimum and maximum injection locking frequencies at specified injection locking power.

3.4.2.18 Continuous (direct) to RF conversion efficiency (for oscillators)

Minimum value under specified conditions.

3.4.2.19 Power-added efficiency (for amplifiers)

Minimum value under specified conditions.

3.5 Supplementary information

3.5.1 Case capacitance

Typical value.

3.5.2 Junction capacitance

Typical value under specified conditions.

CHAPTER IV: IMPATT DIODES

Section 2: Impatt diodes oscillators

(Under consideration.)

CHAPITRE V: DIODES GUNN

1 Généralités

(A l'étude.)

2 Terminologie et symboles littéraux

2.1 Tension de claquage d'impulsion (d'une diode à effet Gunn) $V_{(BR)}$

Valeur la plus faible de la tension dans les conditions d'impulsion spécifiées à laquelle la résistance de la diode décroît brusquement.

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

(A l'étude.)

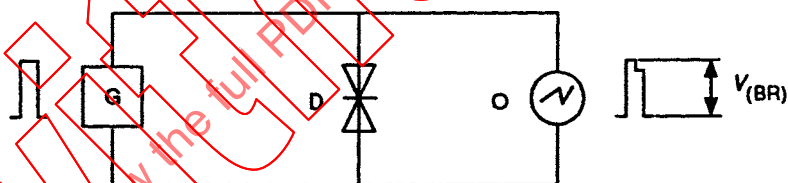
4 Méthodes de mesure

4.1 Tension de claquage d'impulsion $V_{(BR)}$

4.1.1 But

Mesurer la tension de seuil d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

4.1.2 Schéma



IEC 1143/01

Figure 36

où $V_{(BR)}$ est la tension de claquage d'impulsion

4.1.3 Description et exigences du circuit

D est la diode à mesurer

G est le générateur d'impulsions ultra-rapide (nanosecondes)

O est l'oscilloscope

4.1.4 Exécution

Appliquer l'impulsion d'entrée à la diode par le générateur d'impulsions G.

Augmenter l'amplitude d'impulsion d'entrée jusqu'à ce que le front arrière de l'impulsion observable sur l'oscilloscope chute instantanément.

La tension observée à la diode juste avant cet instant est la tension de seuil de la diode à effet Gunn.

CHAPTER V: GUNN DIODES

1 General

(Under consideration.)

2 Terminology and letter symbols

2.1 Pulse breakdown voltage (of a Gunn diode) $V_{(BR)}$

The lowest value of the voltage under specified pulse conditions at which the resistance of the diode decreases suddenly.

3 Essential ratings and characteristics

(Under consideration.)

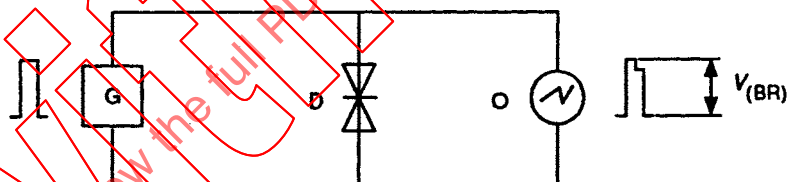
4 Measurement methods

4.1 Pulse breakdown voltage $V_{(BR)}$

4.1.1 Purpose

To measure the threshold voltage of a Gunn diode under the specified conditions.

4.1.2 Circuit diagram



IEC 1143/01

Figure 36

where $V_{(BR)}$ is the pulse breakdown voltage

4.1.3 Circuit description and requirements

D is the diode being measured

G is the nanosecond pulse generator

O is the oscilloscope

4.1.4 Measurement procedure

The input pulse is applied to the diode by the pulse generator, G.

Increase the amplitude of the input pulse until the back-porch of the pulse observed on the oscilloscope drops abruptly.

Immediately prior to this time the voltage across the diode is the threshold voltage of the Gunn diode.

4.1.5 Conditions spécifiées

Température ambiante

Durée d'impulsion

Taux d'impulsion

4.1.6 Précautions

La durée d'impulsion et le coefficient d'utilisation doivent être choisis de manière à empêcher tout changement permanent des caractéristiques qui entraînerait la destruction du dispositif.

4.2 Tension de seuil

4.2.1 But

Mesurer la tension de seuil d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

4.2.2 Schéma



IEC 1144/01

Figure 37

où

1 est le générateur de tension

2 est la cavité avec la diode en mesure

3 est l'atténuateur variable

4 est l'indicateur d'oscillations (wattmètre ou chambre de détection avec un micro-ampèremètre ou un oscilloscope stroboscopique)

5 est le voltmètre en continu

4.2.3 Description et exigences du circuit

Afin de garantir la mesure, il est nécessaire que le circuit possède une cavité dont la conception est spécifiée pour chaque type de diode.

La cavité doit satisfaire aux exigences suivantes:

- avoir des éléments de réglage permettant de visualiser le mode d'oscillation de la diode dans la bande de fréquences spécifiée;
- assurer la fréquence d'oscillations spécifiée en fonction de la polarisation de la diode;
- assurer l'évacuation de la chaleur de la diode dans les conditions de fonctionnement. Dans ce cas, la température de maintien critique ne doit pas dépasser une valeur limite maximale spécifiée pour un type particulier de diode. La résistance d'entrée de la source de tension ne doit pas dépasser 10 % de la résistance de la diode.

4.1.5 Specified conditions

Ambient temperature

Pulse duration

Pulse duty factor

4.1.6 Precautions

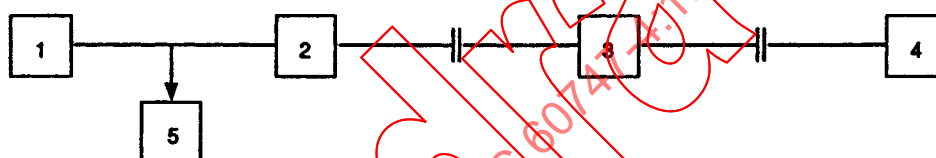
The pulse duration and duty cycle shall be chosen to prevent the permanent change of characteristics or destruction of the device.

4.2 Threshold voltage

4.2.1 Purpose

To measure the threshold voltage of a Gunn diode under specified conditions.

4.2.2 Circuit diagram



IEC 1144/01

Figure 37

where

- 1 is the voltage generator
- 2 is the cavity with the diode being measured
- 3 is the variable attenuator
- 4 is the oscillation indicator (power meter or detector chamber with a microammeter or a stroboscopic oscilloscope)
- 5 is the d.c. voltage meter

4.2.3 Circuit description and requirements

For proper measurement it is necessary to have a cavity chamber, the design of which is specified for each type of diode.

The cavity chamber shall meet the following requirements:

- have adjustment elements enabling visual oscillation mode of a diode to be observed within the specified frequency band;
- ensure a specified microwave frequency coupling in the diode supply circuit;
- ensure the heat removal from the diode in the operating conditions. In this case the critical holding temperature should not exceed a specified maximum rating for a particular type of diode. The input resistance of the voltage source should not exceed 10 % of the diode resistance.

4.2.4 Exécution

Introduire la diode dans la cavité. Augmenter progressivement la tension d'alimentation jusqu'à ce qu'une oscillation se produise. L'appareil de mesure (4) définit où l'oscillation se produit. Régler la cavité à la valeur maximale donnée par celui-ci. En cas de surcharge, utiliser un atténuateur. Réduire la tension d'alimentation à zéro. Répéter ces opérations jusqu'à obtention de la valeur minimale de tension à laquelle l'oscillation se produit. Lire la valeur de la tension de seuil sur le voltmètre en continu au moment où l'oscillation se produit.

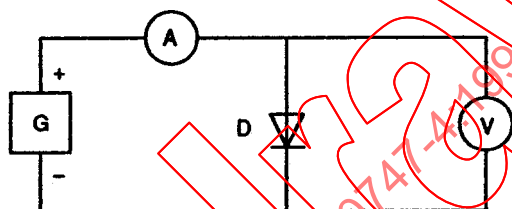
4.3 Résistance

4.3.1 Méthode avec voltmètre-ampèremètre

4.3.1.1 But

Mesurer la résistance d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

4.3.1.2 Schéma



IEC 1145/01

Figure 38

où

G est le générateur de courant continu

A est l'ampèremètre en continu

V est le voltmètre en continu

D est la diode en mesure

4.3.1.3 Description et exigences du circuit

La résistance d'entrée du voltmètre doit être élevée par rapport à la résistance maximale de la diode.

4.3.1.4 Exécution

Le courant de mesure doit être nettement inférieur au courant de seuil I_{TO} .

Tenir compte de la chute de tension sur les fils et les bornes qui connectent la diode au circuit de mesure.

A cette fin, mesurer la chute de tension sur les bornes en court-circuit du support de la diode.

4.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the cavity. The supply voltage is gradually increased until oscillation occurs. The moment when the oscillation occurs is defined by the indicator (4). The cavity is adjusted to the maximum indicator reading. When the indicator is overloaded, an attenuator is used. The supply voltage is reduced to zero. These operations are repeated until the minimum voltage value at which oscillation occurs is achieved. The threshold voltage value is read on the d.c. voltage meter at the moment when the oscillation occurs.

4.3 Resistance

4.3.1 Voltmeter-ammeter method

4.3.1.1 Purpose

To measure the resistance of a Gunn diode under specified conditions.

4.3.1.2 Circuit diagram

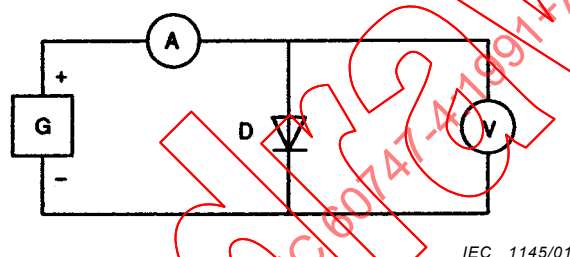


Figure 38

where

G is the d.c. generator

A is the d.c. ammeter

V is the d.c. voltmeter

D is the diode being measured

4.3.1.3 Circuit description and requirements

The input resistance of the voltmeter should be high with respect to the maximum resistance of the diode.

4.3.1.4 Measurement procedure

The measuring current shall be significantly lower than the threshold current, I_{TO} .

Take into account the voltage drop on wires and terminals connecting the diode to the measurement circuit.

For this purpose the voltage drop on the short-circuited terminals of the diode holder is measured.

Calculer la résistance de la diode à effet Gunn à l'aide de la formule:

$$R = \frac{U}{I}$$

où

R est la résistance de la diode en mesure

U est la chute de tension sur la diode en mesure

I est le courant aux bornes de la diode en mesure

4.3.2 Méthode de substitution

4.3.2.1 Schéma

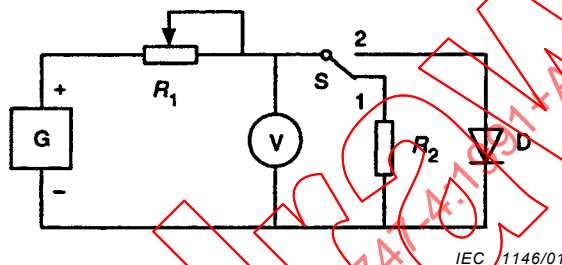


Figure 39

où

G est le générateur de courant continu

R_1 est la résistance variable

V est le voltmètre en continu

S est l'interrupteur

R_2 est la résistance étalonée

D est la diode en mesure

4.3.2.2 Description et exigences du circuit

La résistance interne du générateur de courant continu qui constitue G et R_1 doit être élevée par rapport à la résistance maximale de la diode. Choisir pour la résistance variable R_1 une valeur telle que le courant aux bornes de la diode puisse être réglé dans une limite de $\pm 10\%$.

La valeur de la résistance étalonée R_2 ne doit pas être inférieure à la valeur limite maximale de la résistance de la diode.

4.3.2.3 Exécution

Mettre l'interrupteur S en position 1 et étalonner le voltmètre avec la résistance R_1 .

Mettre alors l'interrupteur S en position 2 et lire la valeur de la résistance sur l'échelle de mesure.

The resistance of a Gunn diode is calculated by the formula:

$$R = \frac{U}{I}$$

where

R is the resistance of the diode being measured

U is the voltage drop on the diode being measured

I is the current through the diode being measured

4.3.2 Alternative method

4.3.2.1 Circuit diagram

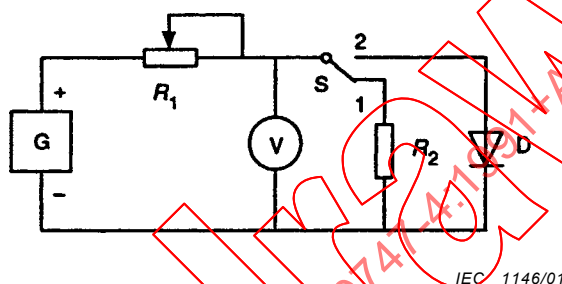


Figure 39

where

G is the d.c. generator

R_1 is the variable resistor

V is the d.c. voltmeter

S is the switch

R_2 is the calibrated resistor

D is the diode being measured

4.3.2.2 Circuit description and requirements

The internal resistance of the d.c. generator (G and R_1) should be high with respect to the maximum resistance of the diode. The value of the variable resistor, R_1 , is chosen so that the current through the diode can be adjusted within $\pm 10\%$.

The resistance of the calibrated resistor, R_2 , should not be less than the maximum rating of the diode resistance.

4.3.2.3 Measurement procedure

The switch S is set in position 1 and the meter scale is calibrated by the resistor, R_1 .

Then the switch S is set in position 2 and the resistance value is read on the meter scale.

CHAPITRE VI: TRANSISTORS BIPOLAIRES

(A l'étude.)

CHAPITRE VII: TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP**1 Généralités**

(A définir.)

2 Terminologie et symboles littéraux

NOTE Ce chapitre contient les principaux symboles littéraux spécifiques pour les transistors à effet de champ au GaAs utilisés dans les applications en hyperfréquences. Les symboles littéraux des paramètres précédés de l'astérisque * sont déjà parus au chapitre II de la CEI 60747-8.

2.1 Termes et symboles littéraux**2.1.1 Température**

Température du canal

 T_j **2.1.2 Tensions**

* Tension drain-source

 V_{DS}

* Tension grille-source

 V_{GS}

* Tension grille-source au blocage

 V_{GSoff}

* Tension de claquage grille-source

 $V_{(BR)GS}$ **2.1.3 Courant**

* Courant de drain, la grille étant court-circuitée à la source

 I_{DSS} **2.1.4 Puissances**

Puissance de sortie pour 1 dB de compression du gain

 $P_{o(1dB)}$

ou:

Puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée

 P_o

Gain en puissance pour 1 dB de compression du gain

 $G_{P(1dB)}$

Rendement en puissance ajoutée

 η_{add}

Gain (en puissance) associé

 G_{as}

Gain maximal disponible (note 1)

 $G_{a(max)}$

Facteur de bruit minimal

 F_{min}

Facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal (notes 2 et 3)

 r_{GFmin}

Résistance équivalente du bruit d'entrée

 R_n

NOTE 1 L'abréviation «MAG» est encore d'usage courant pour le gain maximal disponible.

NOTE 2 Pour le coefficient (facteur) de réflexion de la source, voir 5.3.3, chapitre II, de la CEI 60747-7*.

NOTE 3 Le symbole « Γ_{opt} » est encore d'usage courant pour le facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal.

* CEI 60747-7 (toutes les parties), *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets – Partie 7: Transistors bipolaires*

CHAPTER VI: BIPOLAR TRANSISTORS

(Under consideration.)

CHAPTER VII: FIELD EFFECT TRANSISTORS

1 General

(To be defined.)

2 Terminology and letter symbols

NOTE This chapter contains the main specific letter symbols used for GaAs FET in microwave applications. Letter symbols of parameters preceded by the asterisk * are already published in chapter II, IEC 60747-8.

2.1 Terms and letter symbols

2.1.1 Temperature

Channel temperature

T_j

2.1.2 Voltages

* Drain-source voltage

V_{DS}

* Gate-source voltage

V_{GS}

* Gate-source cut-off voltage

V_{GSoff}

* Gate-source breakdown voltage

$V_{(BR)GS}$

2.1.3 Current

* Drain current with gate short-circuited to source

I_{DSS}

2.1.4 Powers

Output power at 1 dB gain compression

$P_{O(1dB)}$

or:

Output power at specified input power

P_O

Power gain at 1 dB gain compression

$G_{P(1dB)}$

Power added efficiency

η_{add}

Associated (power) gain

G_{as}

Maximum available gain (note 1)

$G_{a(max)}$

Minimum noise figure

F_{min}

Source reflection factor for minimum noise figure (notes 2 and 3)

r_{GFmin}

Equivalent input noise resistance

R_n

NOTE 1 The abbreviation "MAG" is still in common use for maximum available gain.

NOTE 2 For source reflection coefficient (factor), see 5.3.3, chapter II of IEC 60747-7*.

NOTE 3 The symbol " Γ_{opt} " is still in common use for the source reflection factor for minimum noise figure.

* IEC 60747-7 (all parts), *Semiconductor devices – Discrete devices – Part 7: Bipolar transistors*

2.1.5 Capacité et résistance

Résistance thermique canal-boîtier

$R_{th(j-c)}$

2.1.6 Fréquence

Fréquence maximale d'oscillation

f_{max}

2.1.7 Autres paramètres

2.2 Définitions complémentaires

2.2.1 Température

2.2.2 Tensions

tension grille-source au blocage V_{GSoff}

tension grille-source pour laquelle la valeur du courant de drain atteint une faible valeur spécifiée

tension de claquage grille-source $V_{(BR)GS}$

tension inverse pour laquelle le courant de grille devient supérieur à une valeur spécifiée

2.2.3 Puissance

concept de compression du gain en puissance

rapport de:

la valeur du gain en puissance pour un niveau de signal de référence

à

sa valeur pour un niveau de signal plus élevé spécifié

NOTE La compression du gain en puissance s'exprime généralement en dB.

rendement en puissance ajouté η_{add}

rapport de:

1) la différence entre la puissance de sortie et la puissance du signal d'entrée

à

2) la puissance continue d'entrée

NOTE Ce rapport s'exprime normalement en pourcentage.

gain associé G_{as}

gain en puissance quand le transistor à effet de champ est adapté (au moyen, par exemple, d'un réseau externe)

2.1.5 Capacitance and resistance

Channel-case thermal resistance

$R_{th(j-c)}$

2.1.6 Frequency

Maximum frequency of oscillation

f_{max}

2.1.7 Other parameters

2.2 Complementary definitions

2.2.1 Temperature

2.2.2 Voltages

gate-source cut-off voltage V_{GSoff}

the gate-source voltage at which the magnitude of the drain current reaches a specified low value

gate-source breakdown voltage $V_{(BR)GS}$

the reverse voltage at which the gate current becomes greater than a specified value

2.2.3 Power

concept of power-gain compression

ratio of:

the magnitude of the power gain at a reference signal level
to

its magnitude at a specified higher signal level.

NOTE The power-gain compression is usually expressed in dB.

power-added efficiency η_{add}

the ratio of:

- 1) the difference between the output power and the input signal power
to
- 2) the d.c. input power

NOTE This ratio is normally expressed as a percentage.

associated gain G_{as}

power gain when the FET is matched (for example, by means of an external network)

Rapport de:

la différence entre la puissance du signal de sortie et la puissance du signal d'entrée

à

la puissance du signal d'entrée

NOTE Le gain est en général donné dans des conditions d'adaptation destinées à obtenir le bruit minimal. Dans ce cas, il y a lieu d'utiliser le «gain associé pour le bruit minimal».

S'il n'y a pas d'ambiguïté possible, l'expression abrégée «gain associé» peut être utilisée.

facteur de bruit minimal

valeur minimale du facteur de bruit qui peut être obtenue par ajustement de l'impédance de la source à une condition spécifiée de la polarisation et à une fréquence spécifiée

résistance équivalente du bruit d'entrée

quotient de la tension équivalente du bruit d'entrée et du courant équivalent du bruit d'entrée (voir 5.4.9 et 5.4.10, chapitre IV, de la CEI 60747-1**).

2.2.4 Capacités et résistances

résistance thermique canal-boîtier $R_{th(j-c)}$

quotient de:

- 1) la différence entre la température virtuelle de la région du canal et la température du boîtier, par:
- 2) la dissipation de puissance en régime établi dans le transistor à effet de champ

2.2.5 Autres définitions

barrière de Schottky

jonction entre un métal et un semiconducteur dans laquelle une région de transition, formée dans la surface du semiconducteur, se comporte comme une barrière redresseuse

transistor à effet de champ métal-semiconducteur

transistor à effet de champ ayant une ou plusieurs régions de grille qui forment des barrières de Schottky avec le canal

** CEI 60747-1:1983, *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets – Partie 1: Généralités*

Ratio of:

the difference between the output signal power and the input signal power
to
the input signal power

NOTE The gain is normally given under conditions matched for minimum noise. In this case the "associated gain for minimum noise" should be used.

The shorter term "associated gains" may be used if no ambiguity is likely to occur.

minimum noise figure

the minimum value of the noise figure that can be obtained through adjustment of the source impedance under specified bias condition and a specified frequency

equivalent input noise resistance

the quotient of the equivalent input noise voltage and the equivalent input noise current (see 5.4.9 and 5.4.10, chapter IV of IEC 60747-1**).

2.2.4 Capacitance and resistance

channel-to-case thermal resistance $R_{th(j-c)}$

quotient of:

- 1) the difference between the virtual temperature of the channel region and the temperature of the case, and
- 2) the steady-state power dissipation in the field-effect transistor

2.2.5 Other definitions

Schottky barrier

a junction between a metal and a semiconductor in which a transition region, formed within the semiconductor surface, acts as a rectifying barrier

metal-semiconductor field-effect transistor (MESFET)

a field-effect transistor having one or more gate regions that form Schottky barriers with the channel

** IEC 60747-1:1983, *Semiconductor devices – Discrete devices – Part 1: General*

[illegible]

3 Essential ratings and characteristics

The essential ratings and characteristics for each category of GaAs FET used in microwave applications are marked in the table with a sign +:

Category A: power devices

Category B: low-noise devices.

		Categories	
		A	B
3.1 Ratings (limiting values)			
3.1.1 Drain-source voltage (V_{DS})			
Maximum value		+	+
3.1.2 Gate-source voltage (V_{GS})			
Maximum value		+	+
3.1.3 Storage temperature			
Minimum and maximum values		+	+
Either			
3.1.4 Channel temperature (T_j)			
Maximum value		+	+
Or			
3.1.5 Total power dissipation			
Maximum value over the specified range of operating ambient or reference-point temperatures. Any special requirements for ventilation and/or mounting shall be stated		+	+
3.2 Characteristics			
Characteristics are to be given at 25 °C except where otherwise stated. Other temperatures should be taken from the list in 3.4 of IEC 60147-0 or clause 5, chapter VI IEC 60747-1.			
3.2.1 DC characteristics			
3.2.1.1 Drain current with gate short-circuited to source (I_{DSS})			
Minimum and maximum values at specified drain-source voltage		+	+
3.2.1.2 Gate-source cut-off voltage (V_{GSoff})			
Minimum and maximum values at specified coin-source voltage and drain current		+	+
3.2.1.3 Gate-source breakdown voltage ($V_{(BR)GS}$)			
Minimum value at specified gate-source reverse current		+	+
3.2.1.4 Channel-case thermal resistance ($R_{th(j-c)}$)			
Maximum value (when channel temperature is specified in 3.1.4)		+	