

**NORME
INTERNATIONALE**

**CEI
IEC**

**INTERNATIONAL
STANDARD**

747-4

Première édition
First edition
1991-04

Dispositifs à semiconducteurs

Dispositifs discrets

Quatrième partie:

Diodes et transistors hyperfréquences

Semiconductor devices

Discrete devices

Part 4:

Microwave diodes and transistors



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 747-4: 1991

Numéros des publications

Depuis le 1^{er} janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000.

Publications consolidées

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

Validité de la présente publication

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

Des renseignements relatifs à la date de reconfirmation de la publication sont disponibles dans le Catalogue de la CEI.

Les renseignements relatifs à des questions à l'étude et des travaux en cours entrepris par le comité technique qui a établi cette publication, ainsi que la liste des publications établies, se trouvent dans les documents ci-dessous:

- **«Site web» de la CEI***
- **Catalogue des publications de la CEI**
Publié annuellement et mis à jour régulièrement (Catalogue en ligne)*
- **Bulletin de la CEI**
Disponible à la fois au «site web» de la CEI* et comme périodique imprimé

Terminologie, symboles graphiques et littéraux

En ce qui concerne la terminologie générale, le lecteur se reportera à la CEI 60050: *Vocabulaire Electrotechnique International (IEV)*.

Pour les symboles graphiques, les symboles littéraux et les signes d'usage général approuvés par la CEI, le lecteur consultera la CEI 60027: *Symboles littéraux à utiliser en électrotechnique*, la CEI 60417: *Symboles graphiques utilisables sur le matériel. Index, relevé et compilation des feuilles individuelles*, et la CEI 60617: *Symboles graphiques pour schémas*.

* Voir adresse «site web» sur la page de titre.

Numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series.

Consolidated publications

Consolidated versions of some IEC publications including amendments are available. For example, edition numbers 1.0, 1.1 and 1.2 refer, respectively, to the base publication, the base publication incorporating amendment 1 and the base publication incorporating amendments 1 and 2.

Validity of this publication

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

Information relating to the date of the reconfirmation of the publication is available in the IEC catalogue.

Information on the subjects under consideration and work in progress undertaken by the technical committee which has prepared this publication, as well as the list of publications issued, is to be found at the following IEC sources:

- **IEC web site***
- **Catalogue of IEC publications**
Published yearly with regular updates (On-line catalogue)*
- **IEC Bulletin**
Available both at the IEC web site* and as a printed periodical

Terminology, graphical and letter symbols

For general terminology, readers are referred to IEC 60050: *International Electrotechnical Vocabulary (IEV)*.

For graphical symbols, and letter symbols and signs approved by the IEC for general use, readers are referred to publications IEC 60027: *Letter symbols to be used in electrical technology*, IEC 60417: *Graphical symbols for use on equipment. Index, survey and compilation of the single sheets* and IEC 60617: *Graphical symbols for diagrams*.

* See web site address on title page.

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

747-4

Première édition
First edition
1991-04

**Dispositifs à semiconducteurs
Dispositifs discrets**

**Quatrième partie:
Diodes et transistors hyperfréquences**

**Semiconductor devices
Discrete devices**

**Part 4:
Microwave diodes and transistors**

© IEC 1991 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

XC

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

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	6
PRÉFACE	6
INDEX DES RÉFÉRENCES CROISÉES	8

CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS

Articles

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

CHAPITRE II: DIODES À CAPACITÉ VARIABLE ET DIODES À RETOUR RAPIDE

SECTION UN — DIODES À CAPACITÉ VARIABLE

1. Généralités	12
2. Terminologie et symboles littéraux	12
3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles	14
4. Méthodes de mesure	20

SECTION DEUX — DIODES À RETOUR RAPIDE

1. Généralités	72
2. Terminologie et symboles littéraux	72
3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles	72
4. Méthodes de mesure	76

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

SECTION UN — DIODES MÉLANGEUSES UTILISÉES DANS LES APPLICATIONS RADAR

1. Généralités	84
2. Terminologie et symboles littéraux	84
3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles	84
4. Méthodes de mesure	88

SECTION DEUX — DIODES MÉLANGEUSES UTILISÉES EN TRANSMISSION

1. Généralités	122
2. Terminologie et symboles littéraux	122
3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles	122
4. Méthodes de mesure	126

CONTENTS

	Page
FOREWORD	7
PREFACE	7
CROSS-REFERENCE INDEX	9

CHAPTER I: GENERAL

Clause

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

CHAPTER II: VARIABLE CAPACITANCE DIODES AND SNAP-OFF DIODES

SECTION ONE — VARIABLE CAPACITANCE DIODES

1. General	13
2. Terminology and letter symbols	13
3. Essential ratings and characteristics	15
4. Measurement methods	21

SECTION TWO — SNAP-OFF DIODES

1. General	73
2. Terminology and letter symbols	73
3. Essential ratings and characteristics	73
4. Measurement methods	77

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

SECTION ONE — MIXER DIODES USED IN RADAR APPLICATIONS

1. General	85
2. Terminology and letter symbols	85
3. Essential ratings and characteristics	85
4. Measurement methods	89

SECTION TWO — MIXER DIODES USED IN COMMUNICATION APPLICATIONS

1. General	123
2. Terminology and letter symbols	123
3. Essential ratings and characteristics	123
4. Measurement methods	127

SECTION TROIS — DIODES DÉTECTRICES

(A l'étude)

CHAPITRE IV: DIODES IMPATT

SECTION UN — DIODES IMPATT POUR APPLICATIONS EN AMPLIFICATEUR

Articles	Pages
1. Généralités	128
2. Terminologie et symboles littéraux	128
3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles	134

SECTION DEUX — DIODES IMPATT POUR APPLICATIONS EN OSCILLATEUR

(A l'étude)

CHAPITRE V: DIODES GUNN

(A l'étude)

CHAPITRE VI: TRANSISTORS BIPOLAIRES

(A l'étude)

CHAPITRE VII: TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

1. Généralités	146
2. Terminologie et symboles littéraux	146
3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles	150

CHAPITRE VIII: RÉCEPTION ET FIABILITÉ — EXIGENCES SPÉCIFIQUES

1. Conditions pour les essais électriques	154
2. Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception	154
3. Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité	154
4. Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai	154
Tableau I	156
Tableau II	158

SECTION THREE — DETECTOR DIODES

(Under consideration)

CHAPTER IV: IMPATT DIODES

SECTION ONE — IMPATT DIODES AMPLIFIERS

Clause	Page
1. General	129
2. Terminology and letter symbols	129
3. Essential ratings and characteristics	135

SECTION TWO — IMPATT DIODES OSCILLATORS

(Under consideration)

CHAPTER V: GUNN DIODES

(Under consideration)

CHAPTER VI: BIPOLAR TRANSISTORS

(Under consideration)

CHAPTER VII: FIELD EFFECT TRANSISTORS

1. General	147
2. Terminology and letter symbols	147
3. Essential ratings and characteristics	151

CHAPTER VIII: ASSESSMENT AND RELIABILITY — SPECIFIC REQUIREMENTS

1. Electrical test conditions	155
2. Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests	155
3. Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests	155
4. Procedure in case of a testing error	155
Table I	157
Table II	159

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS

Dispositifs discrets

Quatrième partie: Diodes et transistors hyperfréquences

PRÉAMBULE

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

PRÉFACE

La présente norme a été préparée par le Comité d'Etudes n° 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs.

La Publication 747-4 constitue la quatrième partie d'une norme générale sur les dispositifs discrets, la Publication 747.

En plus des normes générales de la Publication 747-1, les normes données dans la présente publication complètent les normes sur les dispositifs discrets.

Le Comité d'Etudes n° 47, réuni à Londres en septembre 1982, a approuvé le remaniement des Publications 147 et 148 qui consiste en une nouvelle articulation en fonction des semiconducteurs traités. Toutes les parties constituant ayant déjà été approuvées par des votes suivant la Règle des Six Mois ou la Procédure des Deux Mois, il n'a pas été jugé nécessaire d'organiser un nouveau scrutin.

Les informations relatives aux dispositifs discrets figurant dans les Publications 147 et 148 sont incorporées dans la Publication 747-1.

Les informations relatives aux essais mécaniques et climatiques sont incorporées dans la Publication 749 de la CEI.

Cette norme sera tenue à jour en révisant et en élargissant son texte parallèlement à la poursuite des travaux du Comité d'Etudes n° 47 pour tenir compte des progrès effectués dans le domaine des dispositifs discrets.

Cette norme annule le contenu des Publications 147-1F, 147-2B, 147-2F, 147-2K, 148A et 148B qui concerne les dispositifs discrets hyperfréquences.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SEMICONDUCTOR DEVICES**Discrete devices****Part 4: Microwave diodes and transistors**

FOREWORD

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

PREFACE

This standard has been prepared by IEC Technical Committee No. 47: Semiconductor devices.

Publication 747-4 constitutes the fourth part of a general standard on discrete devices, Publication 747.

In addition to the general standards of Publication 747-1, the standards given in the present publication complete the standards on discrete devices.

The meeting of Technical Committee No. 47, held in London in September 1982, approved the reorganization of Publications 147 and 148 into the present device-oriented arrangement. Since all the constituent parts had been previously approved by votes under the Six Months' Rule or Two Months' Procedure, a new vote was not deemed necessary.

Material concerning discrete devices found in Publications 147 and 148 is included in Publication 747-1.

Material concerning mechanical and climatic test methods is included in Publication 749.

This standard will be kept up to date by revising and extending the document as the work in Technical Committee No. 47 continues and takes into account advances in the field of discrete devices.

This standard supersedes the material in Publications 147-1F, 147-2B, 147-2F, 147-2K, 148A and 148B dealing with microwave discrete devices.

INDEX DES RÉFÉRENCES CROISÉES

Nouveau paragraphe	Ancien paragraphe	Document ou publication
<i>Chapitre II, Section un</i>		
1	Domaine d'application	147-1F, Cinq
2	Nouveau	Nouveau
3.1 à 3.4	1 à 3.12	147-1F, Cinq
4.1 à 4.3	1 à 3	147-2M, Un 47(BC)889
4.3	3 et 4	147-2B, Cinq
4.4	5	147-2B, Cinq
4.5	6	147-2B, Cinq
4.6	2	147-2B, Cinq
4.7	3.1	47(BC)807
4.8	3.2	47(BC)807
4.9.1	1	147-2F, Cinq
4.9.2	2	147-2K, Cinq
4.10	Annexe A	147-2F, Cinq
4.11	Annexe B	147-2F, Cinq
<i>Chapitre II, Section deux</i>		
1	1	147-1F, Six
2	Nouveau	47(BC)970
3	2 à 4	147-1F, Six
4.1	Nouveau	47(BC)1041
4.2	4.2.4	147-2M, Un
<i>Chapitre III, Section un</i>		
1	1	147-2K, Sept
2	Nouveau	Nouveau
3	1 à 3	147-1F, Sept
4.1 à 4.9	2 à 9	147-2K, Sept
4.10	Annexe A	147-2K, Sept
4.11	Annexe B	147-2K, Sept
<i>Chapitre III, Section deux</i>		
1	1	147-2K, Sept
2	Nouveau	Nouveau
3	1 à 3	147-1F, Sept
4.1 à 4.9	2 à 9	147-2K, Sept

Nouveau paragraphe	Ancien paragraphe	Document ou publication
<i>Chapitre III, Section trois</i> (à l'étude)		
<i>Chapitre IV, Section un</i>		
1	Nouveau	Nouveau
2.1 à 2.1.7	1 à 4.2	47(BC)951
et 2.2	1 à 4.2	47(BC)951
2.2	1 à 8	47(BC)1123
3.2 à 3.5	1 à 4	47(BC)885
<i>Chapitre IV, Section deux</i> (à l'étude)		
<i>Chapitre V</i> (à l'étude)		
<i>Chapitre VI</i> (à l'étude)		
<i>Chapitre VII</i>		
1	Nouveau	Nouveau
2	1 et 2	47(BC)275
	1 à 6	47(BC)1043
	—	47(BC)1068
	—	47(BC)1072
3	1 et 2	47(BC)953
<i>Chapitre VIII</i>		
Tableau I	Tableau I	147-4, ch. II, Un
Tableau II	Tableau II	147-4, ch. II, Un

CROSS-REFERENCE INDEX

New clause number	Old clause number	Document or publication
<i>Chapter II, Section One</i>		
1	Scope	147-1F, Five
2	New	New
3.1 to 3.4	1 to 3.12	147-1F, Five
4.1 to 4.3	1 to 3	147-2M, One
		47(CO)889
4.3	3 and 4	147-2B, Five
4.4	5	147-2B, Five
4.5	6	147-2B, Five
4.6	2	147-2B, Five
4.7	3.1	47(CO)807
4.8	3.2	47(CO)807
4.9.1	1	147-2F, Five
4.9.2	2	147-2K, Five
4.10	Appendix A	147-2F, Five
4.11	Appendix B	147-2F, Five
<i>Chapter II, Section Two</i>		
1	1	147-1F, Six
2	New	47(CO)970
3	2 to 4	147-1F, Six
4.1	New	47(CO)1041
4.2	4.2.4	147-2M, One
<i>Chapter III, Section One</i>		
1	1	147-2K, Seven
2	New	New
3	1 to 3	147-1F, Seven
4.1 to 4.9	2 to 9	147-2K, Seven
4.10	Appendix A	147-2K, Seven
4.11	Appendix B	147-2K, Seven
<i>Chapter III, Section Two</i>		
1	1	147-2K, Seven
2	New	New
3	1 to 3	147-1F, Seven
4.1 to 4.9	2 to 9	147-2K, Seven

New clause number	Old clause number	Document or publication
<i>Chapter III, Section Three</i>		
(under consideration)		
<i>Chapter IV, Section One</i>		
1	New	New
2. 1 to 2.1.7	1 to 4.2	47(CO)951
and 2.2	1 to 4.2	47(CO)951
2.2	1 to 8	47(CO)1123
3.2 to 3.5	1 to 4	47(CO)885
<i>Chapter IV, Section Two</i>		
(under consideration)		
<i>Chapter V</i>		
(under consideration)		
<i>Chapter VI</i>		
(under consideration)		
<i>Chapter VII</i>		
1	New	New
2	1 and 2	47(CO)275
	1 to 6	47(CO)1043
	—	47(CO)1068
	—	47(CO) 1072
3	1 and 2	47(CO)953
<i>Chapter VIII</i>		
Table I	Table I	147-4, ch. II, One
Table II	Table II	147-4, ch. II, One

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS

Dispositifs discrets

Quatrième partie: Diodes et transistors hyperfréquences

CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS

1. Note d'introduction

La présente publication doit être utilisée avec la Publication 747-1 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 la Publication 747-1, chapitre III, paragraphe 2.1.

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 Publication 747-1 together with the present publication. In 747-1 the user will find all basic information on:

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

The sequence of the different chapters in the present publication is in accordance with Publication 747-1, Chapter III, Sub-clause 2.1.

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 ET DIODES À RETOUR RAPIDE

SECTION UN — 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 à 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.

CHAPTER II: VARIABLE CAPACITANCE DIODES AND SNAP-OFF DIODES

SECTION ONE — 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 by 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 Sub-clause 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.

Les valeurs limites figurant au paragraphe 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 Publication 147-0 de la CEI.

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 Publication 147-0 de la CEI.

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, page 18)

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
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
	+	+	+
	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+

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.

The ratings listed in Sub-clause 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 Publication 147-0.

Case-rated devices

At a reference point temperature of 25 °C and at another reference point temperature chosen from the list given in IEC Publication 147-0.

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, page 19)

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
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
	+	+	+
	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+
+	+	+	+

		Catégories			
		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	+			

Note. — Voir la définition dans la Section deux.

Notes 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.

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 .

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 et 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 Two.

Notes 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 .

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:

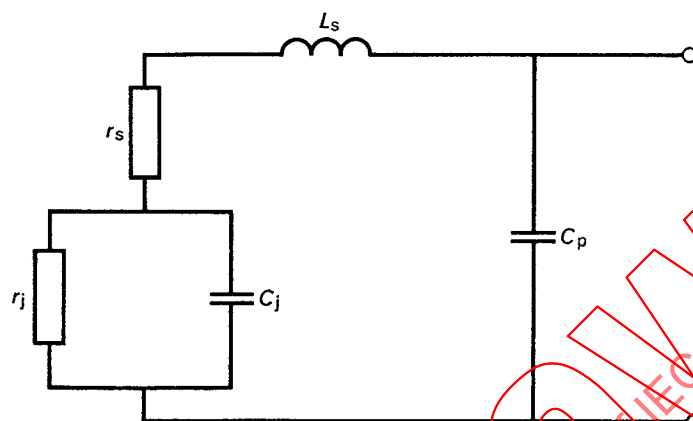
$$C_j = K(V + \phi)^{-\gamma}$$

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 .

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.
4. — La fréquence de coupure 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.



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

9086:73

Figure 1 — Circuit équivalent

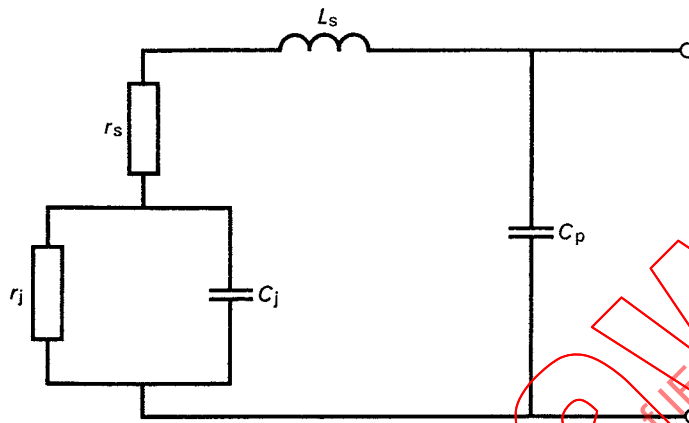
3.4 Données d'applications

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

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



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.

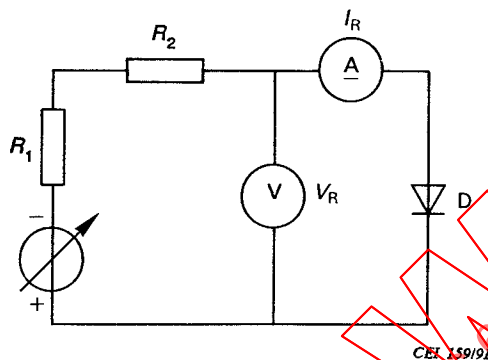
4. Méthodes de mesure

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 étalonnée (pour la mesure en impulsions seulement).

R_2 est une résistance de protection.

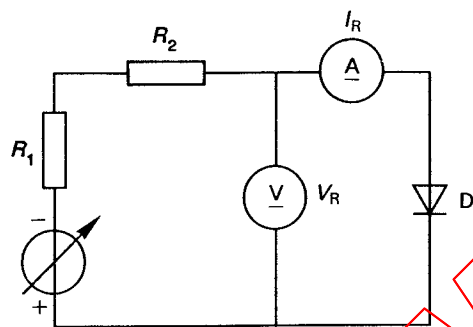
4. Measurement methods

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.

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.

4.2 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*

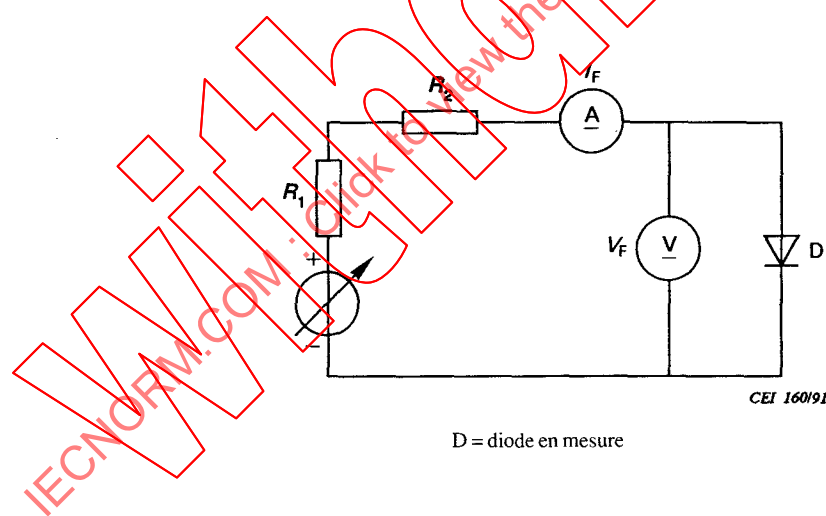


Figure 3

c) *Description et exigences du circuit*

R_1 est une résistance étalonée (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 étalonée R_1 .

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

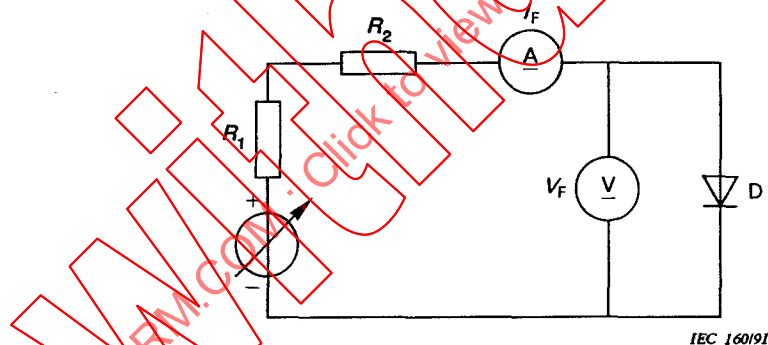
- Ambient, case or reference-point temperature (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Reverse voltage (V_R).
- Pulse width and duty cycle, where applicable.

4.2 Forward voltage V_F

a) Purpose

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

b) Circuit diagram



IEC 160191

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) *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.

4.3 *Capacité C_{tot}*

La mesure de la capacité totale ($C_{tot} = C_j + C_p$) 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.

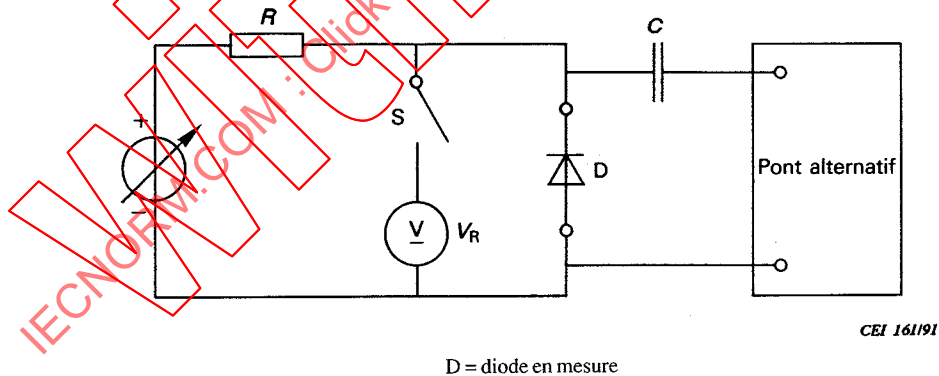
b) *Schéma*

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) *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 Capacitance C_{tot}

The measurement of total capacitance ($C_{tot} = C_j + C_p$) 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*

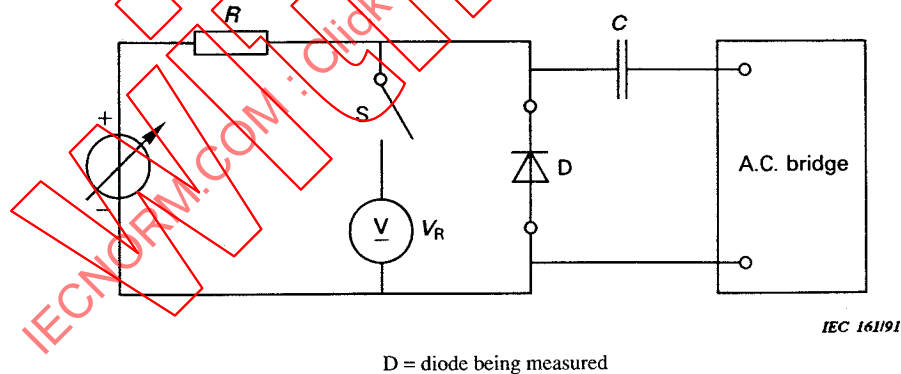


Figure 4

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) 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.

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).

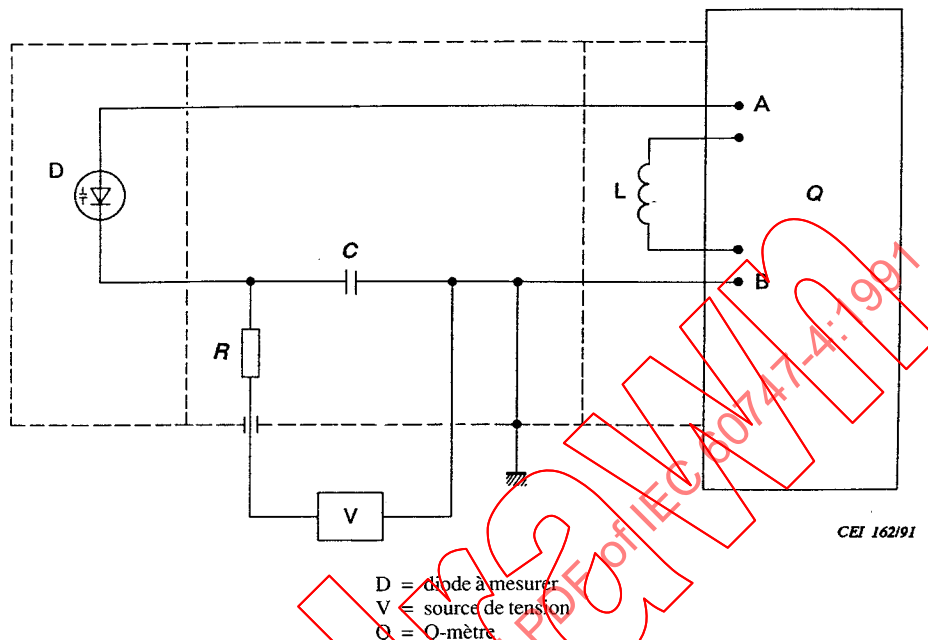


Figure 5 — Circuit de base pour la mesure du facteur de qualité effectif

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.

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

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

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).

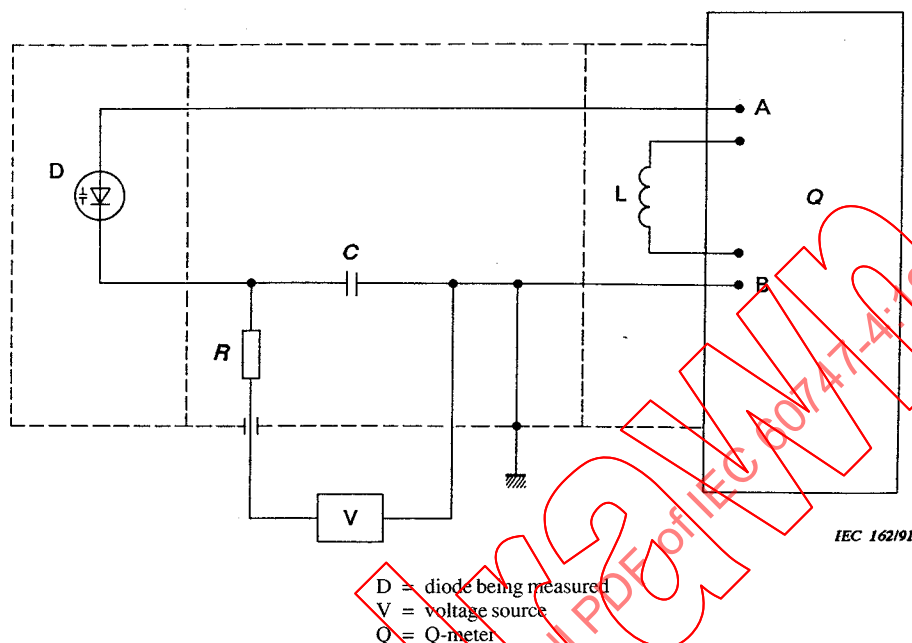


Figure 5 — Basic circuit for the measurement of effective quality factor

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. D.C. 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_1 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.

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

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

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 $C_p \ll C_j$ pour ces diodes, C_i 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_c en employant la formule donnée au paragraphe 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.

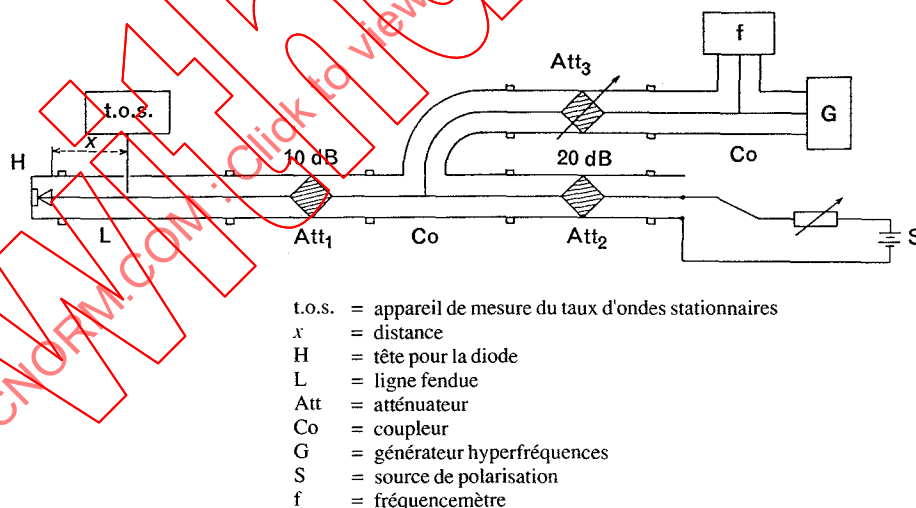


Figure 6 — Circuit de base pour la mesure de l'inductance série

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.)

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 $C_p \ll C_j$ for these diodes, C_t 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 Sub-clause 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.

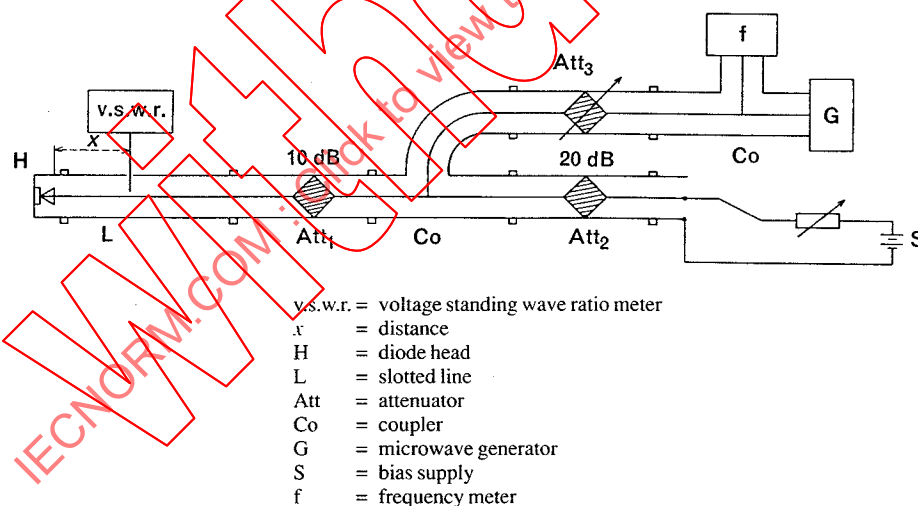


Figure 6 — Basic circuit for the measurement of series inductance

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.)

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

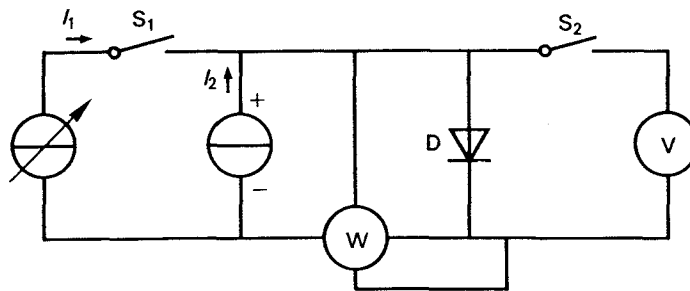
Mesurer la résistance thermique entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif en mesure.

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.

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

4.7.3 Schéma de base



D = dispositif en mesure

Figure 7

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

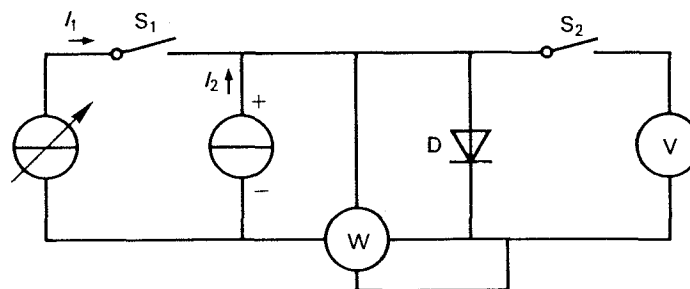
To measure the thermal resistance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

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 Basic circuit diagram



D = device being measured

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 boîtier 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.

- 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.

4.7.4 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) 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

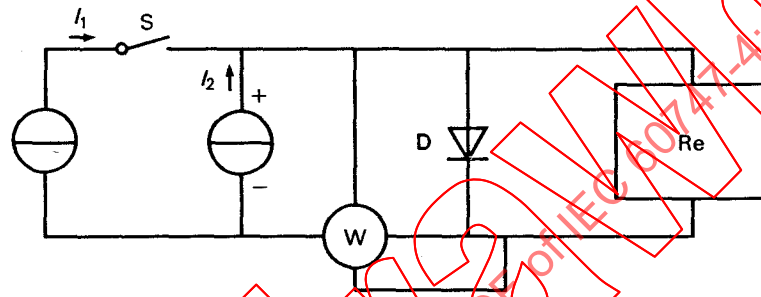
To measure the transient thermal impedance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

4.8.2 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



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

4.8.5 Exécution

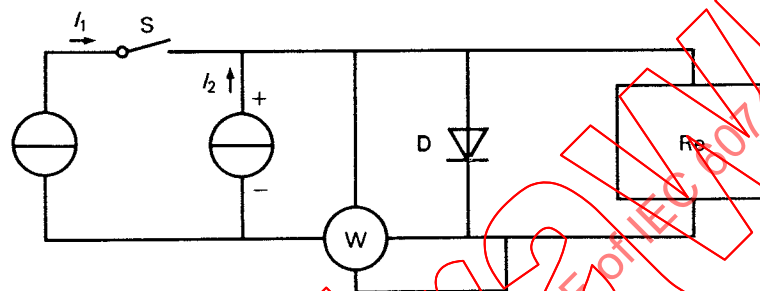
1. Préparer une courbe d'étalonnage en mesurant la tension directe ou la tension à l'état passant due au courant de référence I_2 en fonction de la température virtuelle de jonction, en faisant varier la température externe du dispositif, par exemple au moyen d'un bain d'huile.
2. Fixer le dispositif 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.

4.8.2 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



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 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. 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.

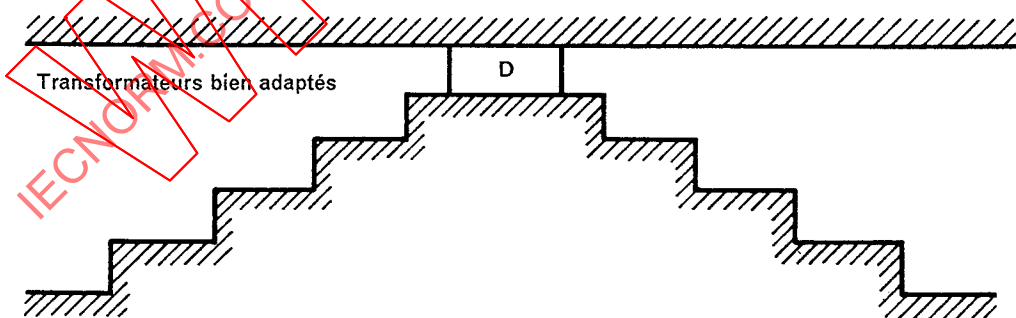
4.9.1 Mesures à l'aide d'une ligne de transmission

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.

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

025174

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.

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.

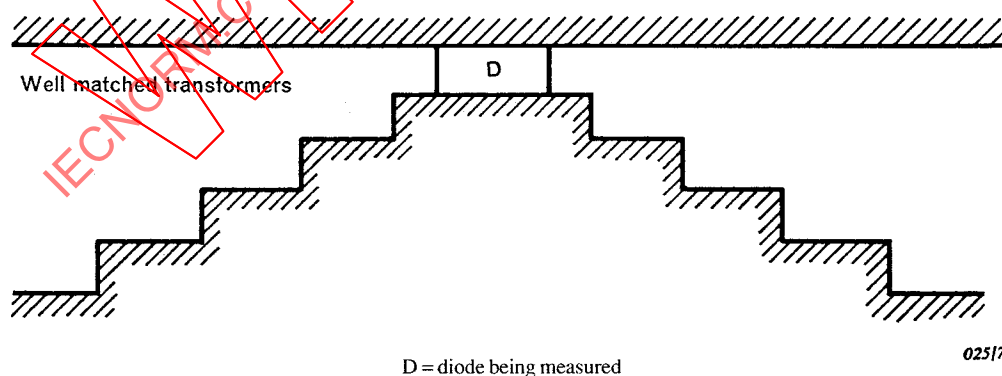
4.9.1 Transmission line measurements

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.

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.



025174

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.

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

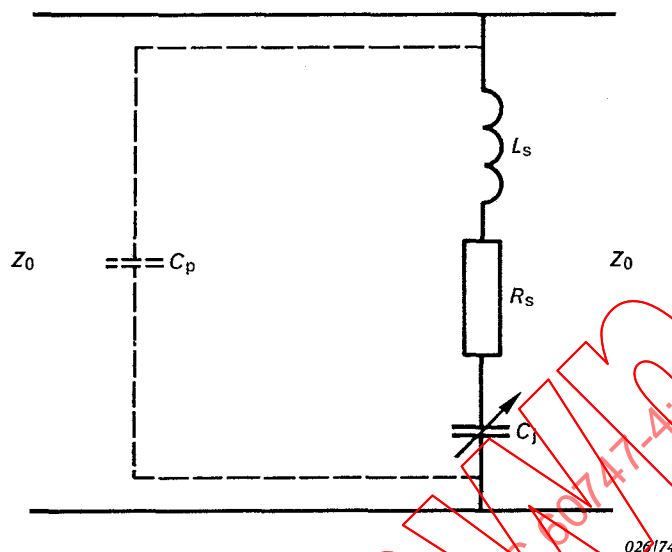


Figure 10 — Circuit équivalent de la diode dans sa monture

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

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

A partir de quatre mesures, à savoir:

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

on peut déterminer les quatre inconnues:

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

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

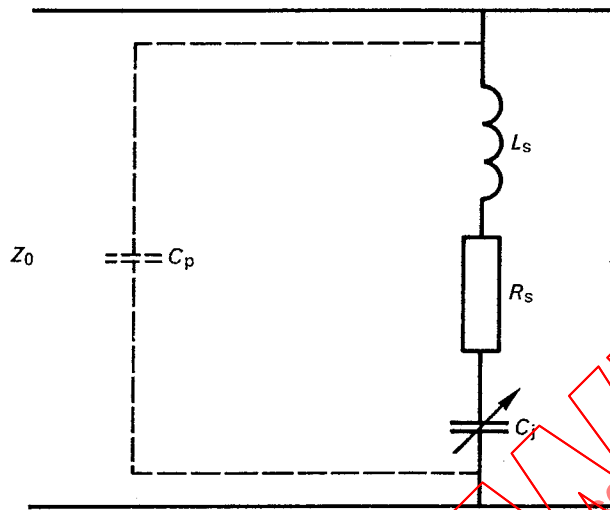


Figure 10 — Equivalent circuit of mounted diode

where:

Z_0 = characteristic impedance of transmission line

C_p = package capacitance

L_s = series inductance

R_s = series resistance

C_j = junction capacitance

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

Four measurements, namely:

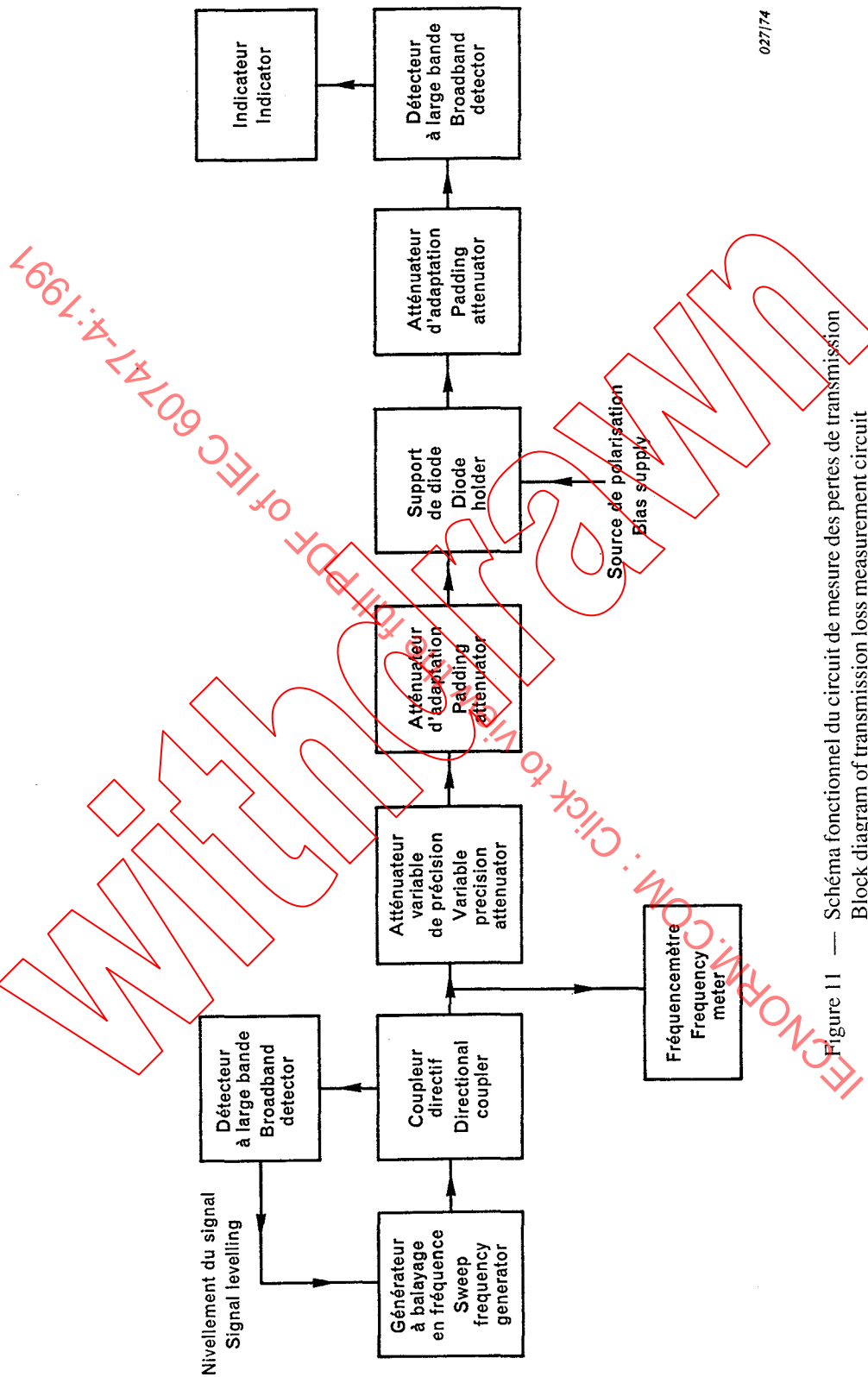
- transmission loss at the series resonant frequency at zero bias;
- the bandwidth of the transmission characteristic;
- the value of the series resonant frequency;
- the variation of the series resonant frequency with bias;

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 Schéma

4.9.1.2 Circuit diagram



027/74

Figure 11 — Schéma fonctionnel du circuit de mesure des pertes de transmission
Block diagram of transmission loss measurement circuit

— Page blanche —

— Blank page —

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-4:1997

Withdrawn

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 directifs, 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 R.F. 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.

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, page 38).

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 dans la figure 11, page 42.

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 R.F. transmise est minimale. La puissance incidente R.F. 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 R.F. incidente sur la diode soit maintenu constant pendant la mesure.

D'autre part, on peut obtenir la perte de transmission introduite par la diode à la fréquence de résonance série en observant d'abord la valeur de la puissance incidente sur le détecteur adapté à une fréquence éloignée de la fréquence de résonance. On amène ensuite la fréquence à la résonance et on règle l'atténuateur de précision pour retrouver le même niveau de puissance que celui obtenu à la fréquence loin de la résonance. La différence des lectures sur l'atténuateur donne la perte de transmission (T) (voir figure 12, page 46).

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

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

The diode holder should conform with the specified mount details.

A typical arrangement comprises a tapered mount with a choke on one face to enable bias to be applied. The tapered mount usually is a requisite feature to ensure that only the diode characteristics are being measured. In this way, the complication of using inductive posts for mounting the diode is avoided (see Figure 9, page 39).

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, page 42.

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 R.F. power. The incident R.F. 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 R.F. power level on the diode shall be kept constant during this measurement.

Alternatively, the transmission loss introduced by the diode at the series resonant frequency may be obtained by firstly observing the power level incident on the matched detector at a frequency remote from the resonant frequency. The frequency is then changed to the resonant value and the precision attenuator adjusted to return the indicated power level to the same value as that obtained when the frequency was remote from resonant value. The change in attenuator reading will provide the transmission factor (T) (see Figure 12, page 47).

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

on peut mesurer la perte dans la ligne de transmission comme au paragraphe 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

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:

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

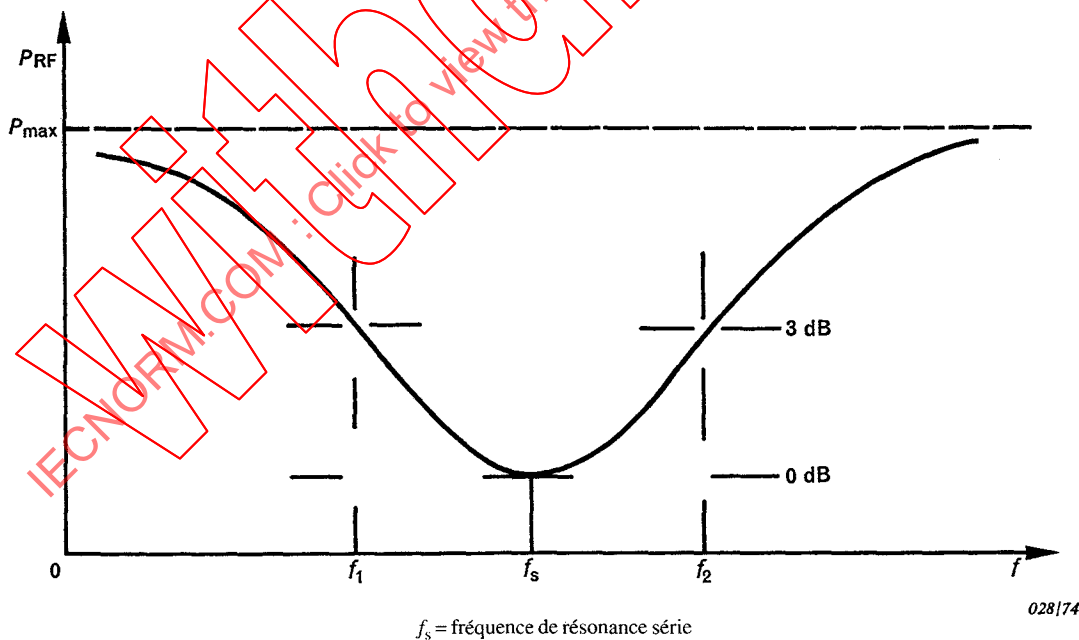


Figure 12 — Courbe indiquant la puissance transmise en fonction de la fréquence

D'autre part, comme

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

the loss in a transmission may be measured as in Sub-clause 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

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:

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

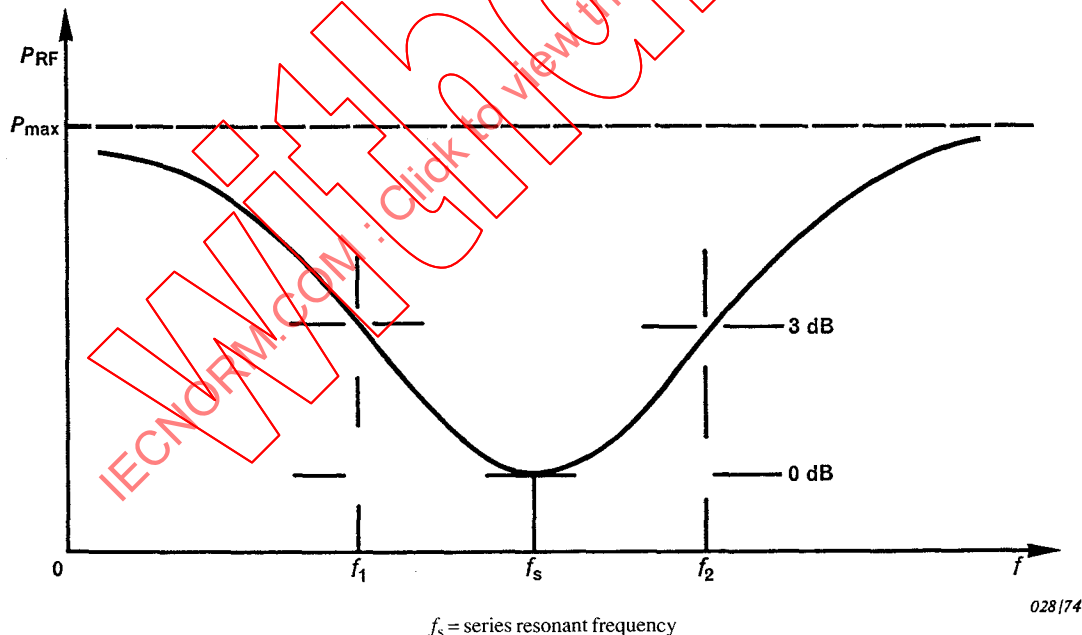


Figure 12 — Curve indicating transmitted power versus frequency

Alternatively, since

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

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.

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 au paragraphe 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:

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

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):

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

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

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

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.

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 paragraphe 4.9.1.4.4).

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

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

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.

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 Sub-clause 4.10.

4.9.1.4.5 Cut-off frequency

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

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

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):

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

The value of junction capacitance at zero bias may then be used to calibrate the plot of $\frac{1}{f_s^2}$ versus bias in terms of C_j (see Sub-clause 4.9.1.4.4).

4.9.1.4.7 Series inductance

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

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

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.

The bias voltage which is required to provide the defined value of forward current is determined. Then using this forward voltage (V_F) and the defined reverse voltage (V_{-X}), corresponding values of C_j may be obtained from the $\frac{1}{f_s^2}$ or KC_j plot against the bias voltage (see Sub-clause 4.9.1.4.4).

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

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

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 au paragraphe 4.9.1, s'applique davantage aux mesures à une fréquence supérieure à 6 GHz).

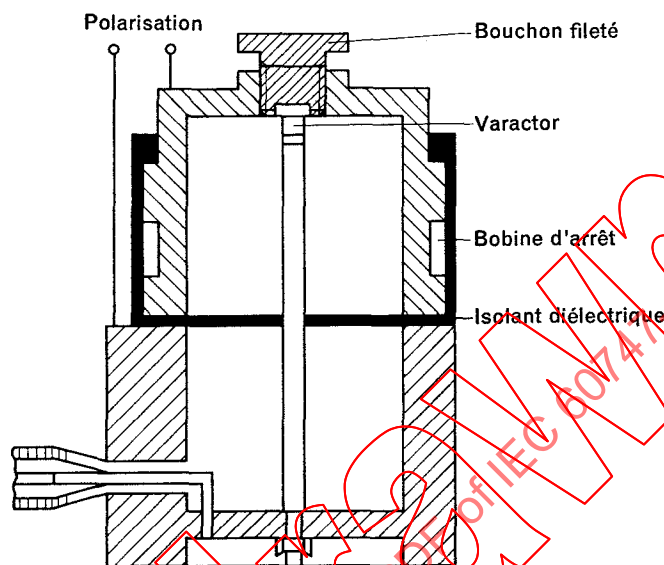


Figure 13 — Exemple de cavité

512/78

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 dans la figure 13, page 50.

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).

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

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_{r0} = fréquence de résonance de la cavité contenant le varactor pour la tension de polarisation V_o
- Q_{r0} = facteur de qualité de la cavité contenant le varactor pour la tension de polarisation V_o
- 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_o
- $f_r(V)$ = loi de variation de la fréquence de résonance de la cavité contenant le varactor en fonction de la tension de polarisation autour de V_o
- 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 $C_T = C_T(V_o)$.

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 Sub-clause 4.9.1, is more practical for measurement above 6 GHz).

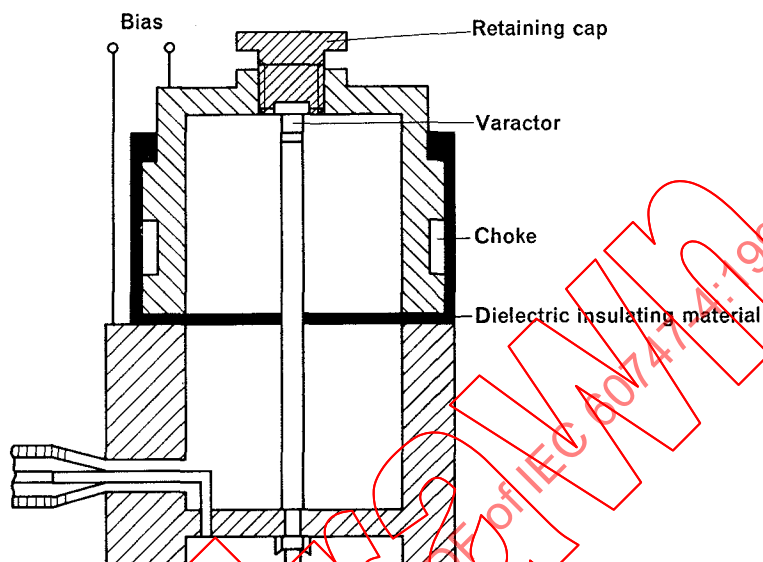


Figure 13 — Example of cavity

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, page 51.

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

This method will determine the junction capacitance C_{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_{r0} = resonant frequency of the cavity with the varactor at the bias voltage V_0
- Q_{r0} = 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 $C_T = C_T(V_0)$.

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

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

et la fréquence de coupure:

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

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_o , est donnée par:

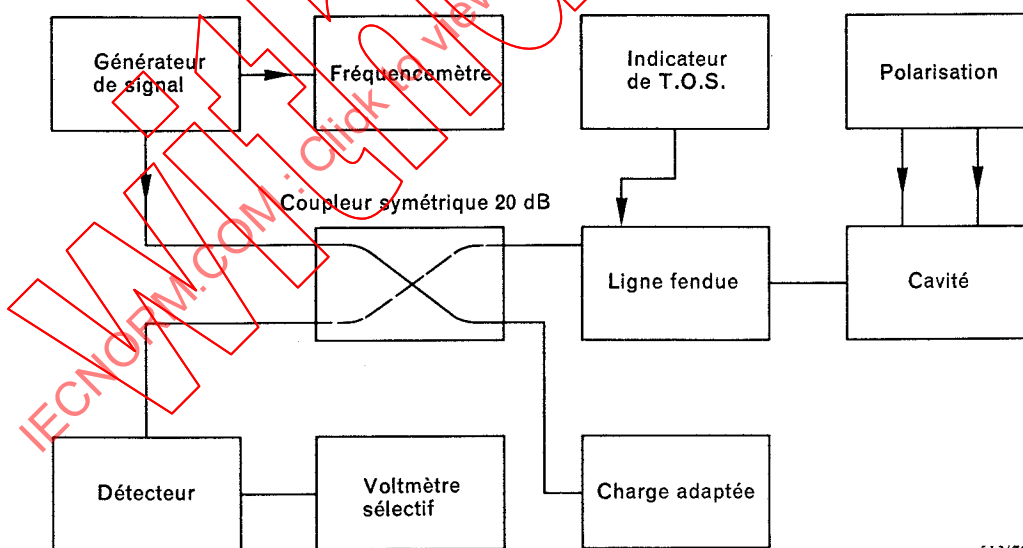
$$r_{so} = \frac{1}{2 \pi f_{co} C_{jo}}$$

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

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

4.9.2.2 Mesures

4.9.2.2.1 Schéma



513/78

Figure 14 — Schéma synoptique

4.9.2.2.2 Description et exigences du circuit

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

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

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

and the cut-off frequency:

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

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

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

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

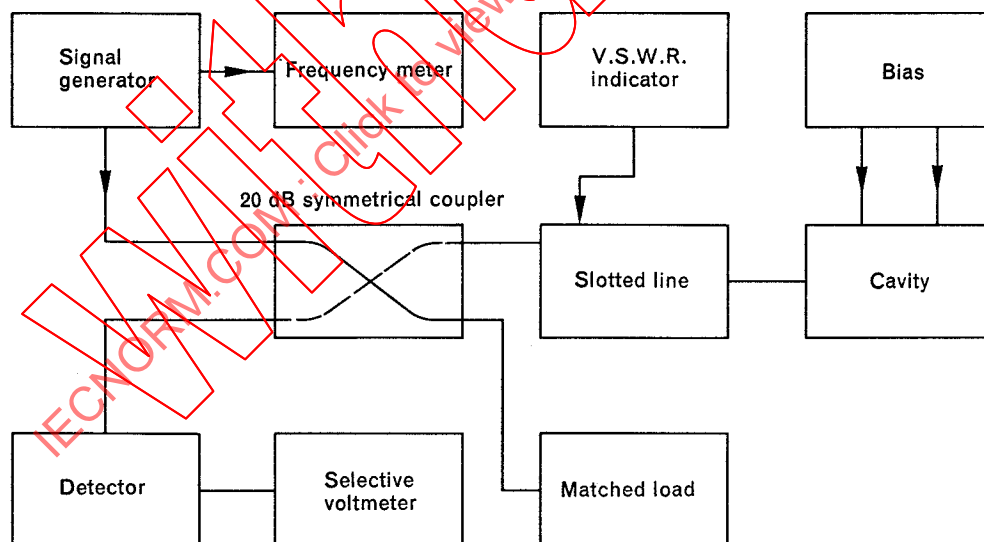
$$r_{so} = \frac{1}{2 \pi f_{co} C_{jo}}$$

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

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

4.9.2.2 Measurements

4.9.2.2.1 Circuit diagram



513/78

Figure 14 — Block diagram

4.9.2.2.2 Circuit description and requirements

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

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

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

$$P = \frac{\pi (r + 1)^2}{4 r} \frac{f_{r0}^2}{f_{co}} C_{j0} V_p^2$$

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_{r0}

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 pour lesquelles la même puissance est réfléchie par la cavité.

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 $C_j(V)$ 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.

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

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

$$P = \frac{\pi (r + 1)^2}{4 r} \frac{f_{r0}^2}{f_{co}} C_{j0} V_p^2$$

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) 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:

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

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 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:

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

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.

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:

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

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:

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

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

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) ci-dessous:

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

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.

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:

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

où:

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

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

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.

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

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:

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

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, page 66.

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).

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 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, page 66.

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).

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, page 67. 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.

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 (déterminé 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, dans la figure 16, page 67, 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.

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, page 67. 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.

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.
3. 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, page 67, 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.

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 .

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 boîtier 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 au paragraphe 4.11.

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 .

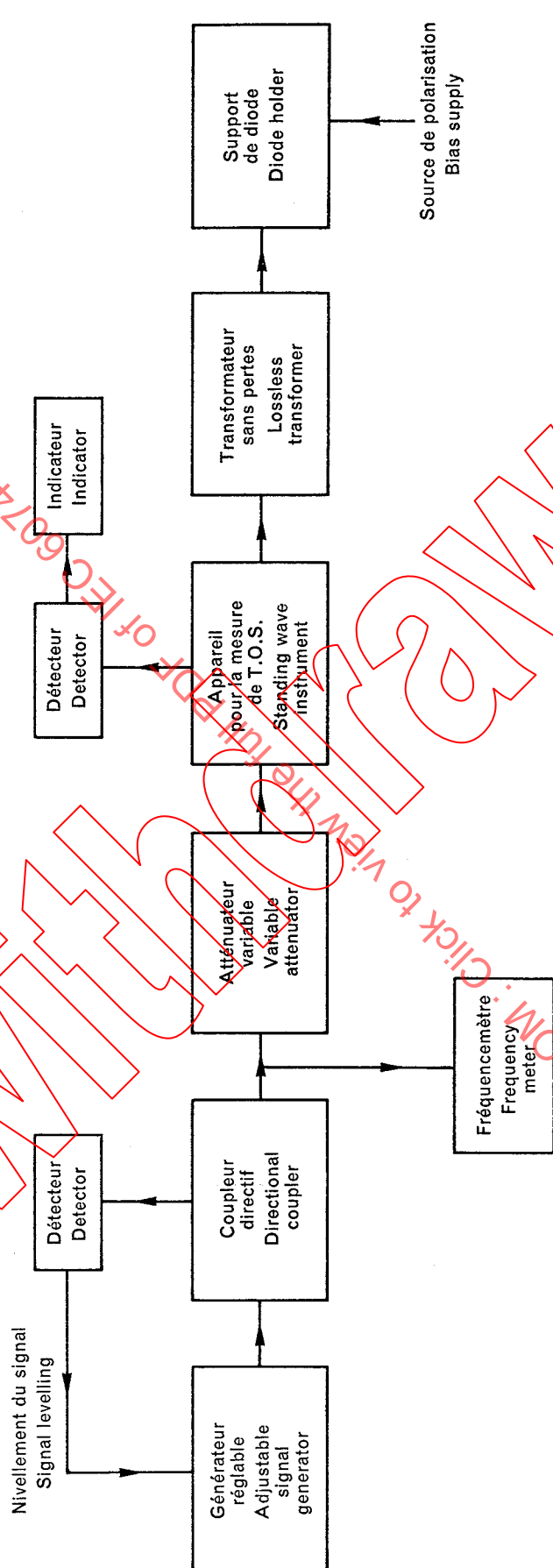
Capacitance measurement

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 sub-clause 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 Sub-clause 4.11.



029/74

Figure 15 — Schéma fonctionnel du circuit de mesure par transformation de la représentation d'impédance
Block diagram of transformed impedance measurement circuit

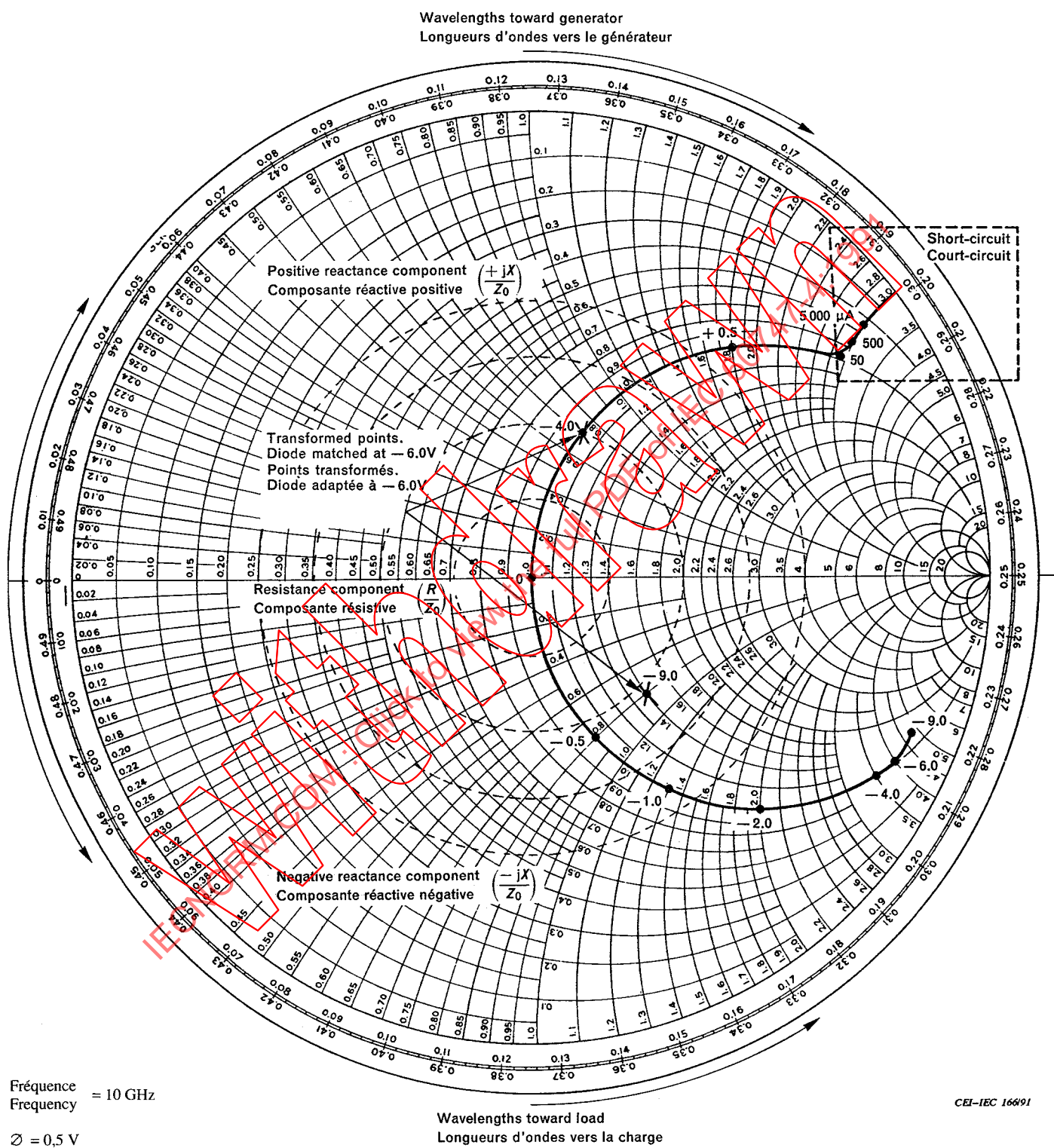


Figure 16 — Exemple de diagramme de l'impédance de la diode en fonction de la polarisation
Example of plot of diode impedance as a function of bias

4.11 Méthode des cercles de facteur de qualité constant

Comme il a été montré dans la partie «Théorie» de la méthode, indiquée au paragraphe 4.10, ΔQ est donné par la variation de la réactance 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 dans la figure 17, page 70, un exemple du diagramme résultant.

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 .

4.11 Method of constant quality factor circles

As it has been shown in the “Theory” section of method, given in Sub-clause 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, page 70.

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.

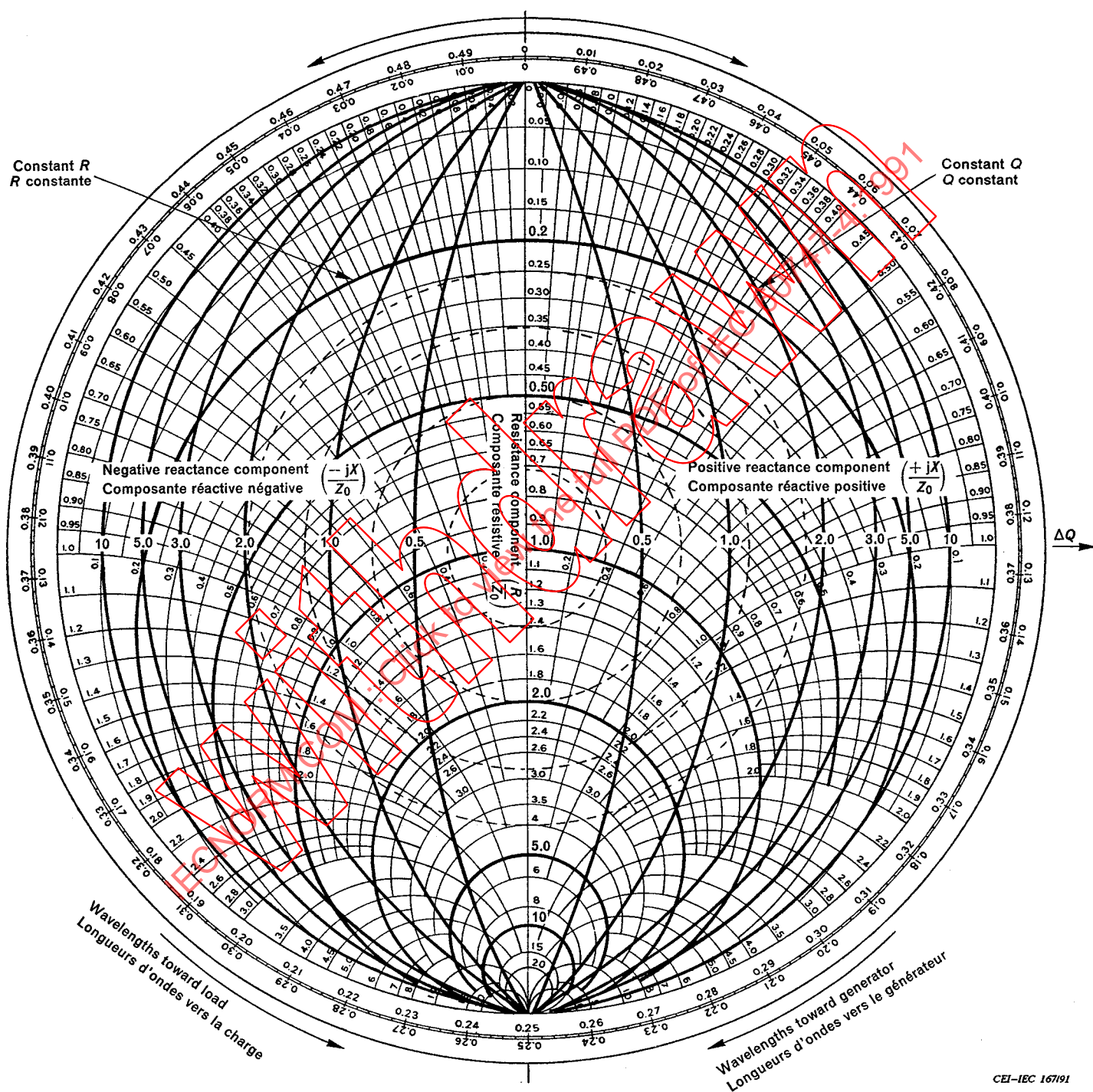


Figure 17 — Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de Q constant et de R constante
Modified Smith Chart indicating constant Q and constant R circles

— Page blanche —

— Blank page —

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-4:1997

Withdrawn

CHAPITRE II: DIODES À CAPACITÉ VARIABLE ET DIODES À RETOUR RAPIDE

SECTION DEUX — DIODES À RETOUR RAPIDE

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.

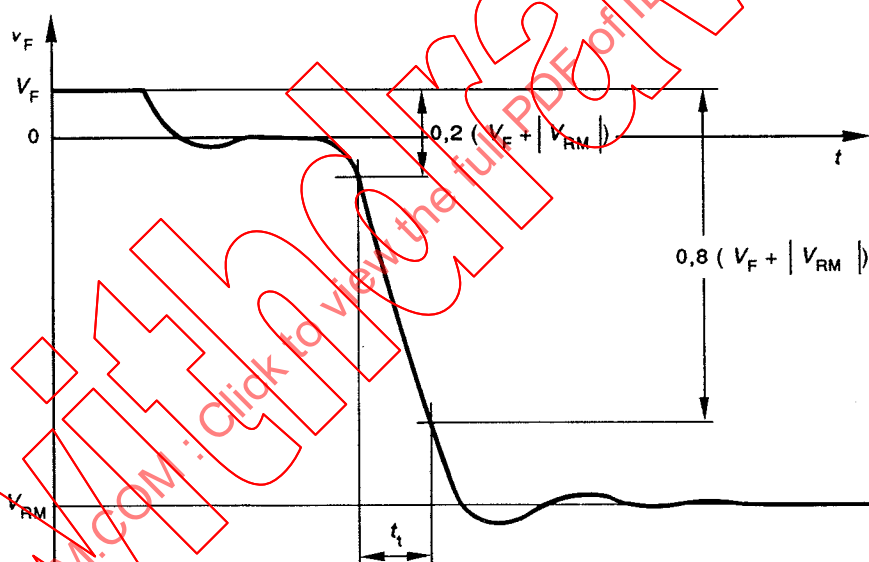


Figure 18 — Temps de transition t_t

(Autres paramètres: voir article 3.)

3. Valeurs limites et caractéristiques essentielles

3.1 Généralités

Voir la Section un, paragraphe 3.1.

3.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes devront être indiquées:

CHAPTER II: VARIABLE CAPACITANCE DIODES AND SNAP-OFF DIODES

SECTION TWO — SNAP-OFF 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.

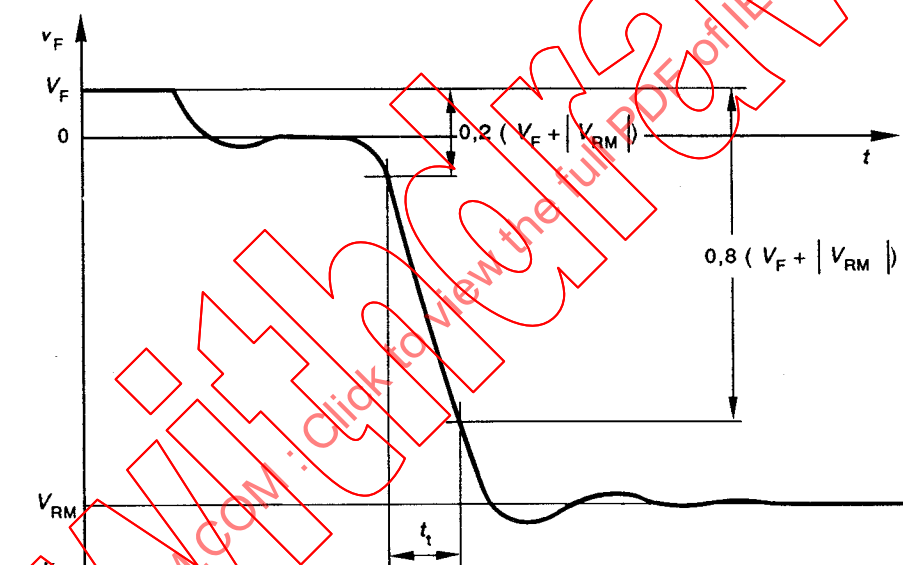


Figure 18 — Transition time t_t

(Other parameters: see Clause 3.)

3. Essential ratings and characteristics

3.1 General

See Section One, Sub-clause 3.1.

3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

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_j 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.

3.3.4 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 (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.

3.2.1 *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 *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 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.

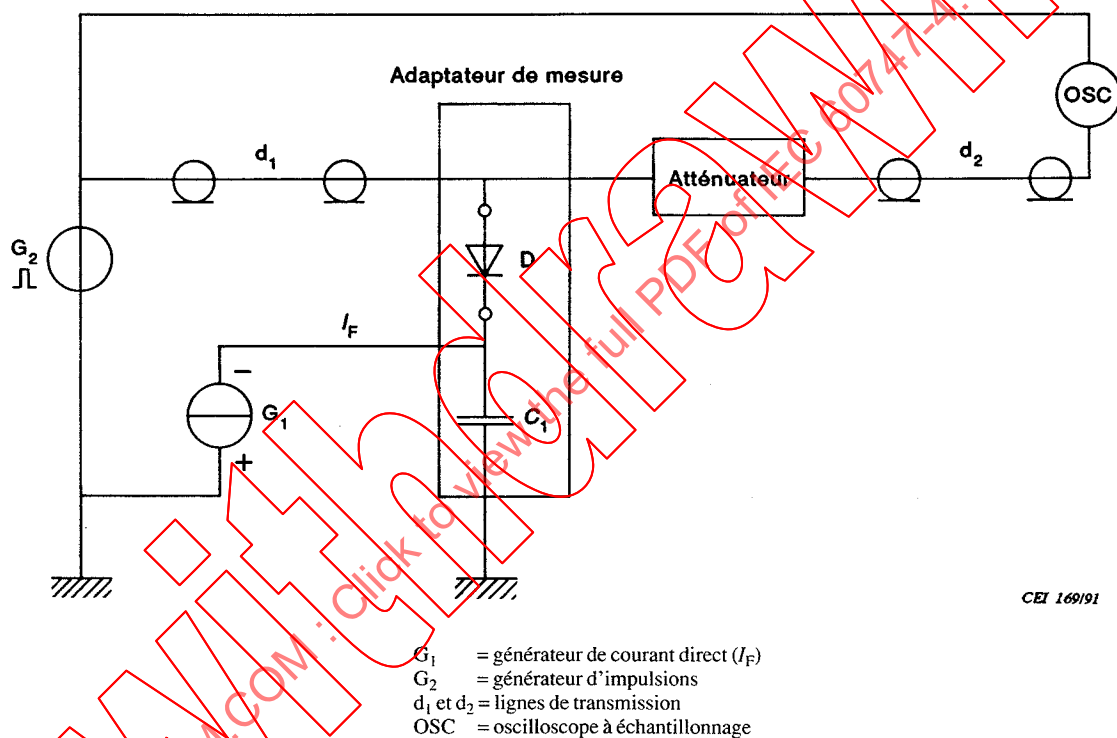
4. Méthodes de mesure

4.1 Temps de transition (t_i)

a) But

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

b) Schéma



CEI 169/91

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

3.4 Application data

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

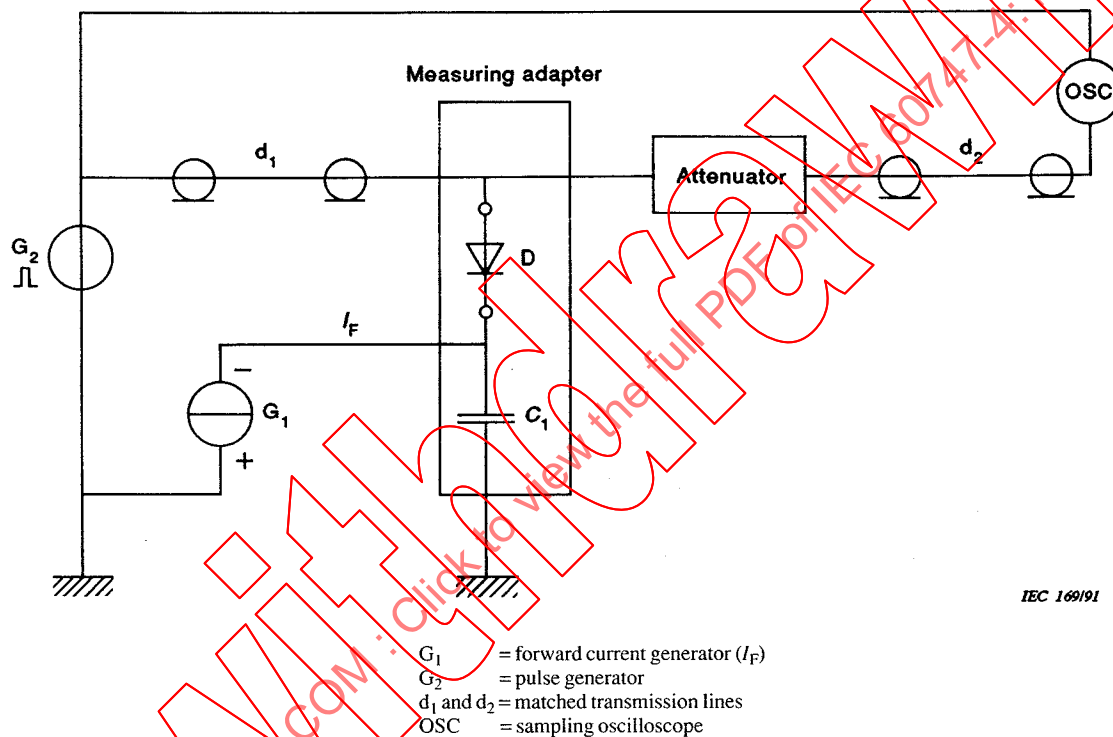
4. Measurement methods

4.1 Transition time (t_i)

a) Purpose

To measure the transition time t_i for snap-off diodes.

b) Circuit diagram



IEC 169/91

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

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 50Ω ; il doit être bien adapté à l'entrée et à la sortie dans la gamme de fréquences s'étendant de zéro à au moins $0,5/t_i$.

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:

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

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:

$$t_i = \sqrt{(t_{11})^2 - (0,64 t_r)^2}$$

où:

t_{11} = 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_{11}) compris entre les niveaux 0,2 et 0,8 de la variation totale de tension ($V_F + |V_{RM}|$) (voir figure 20).

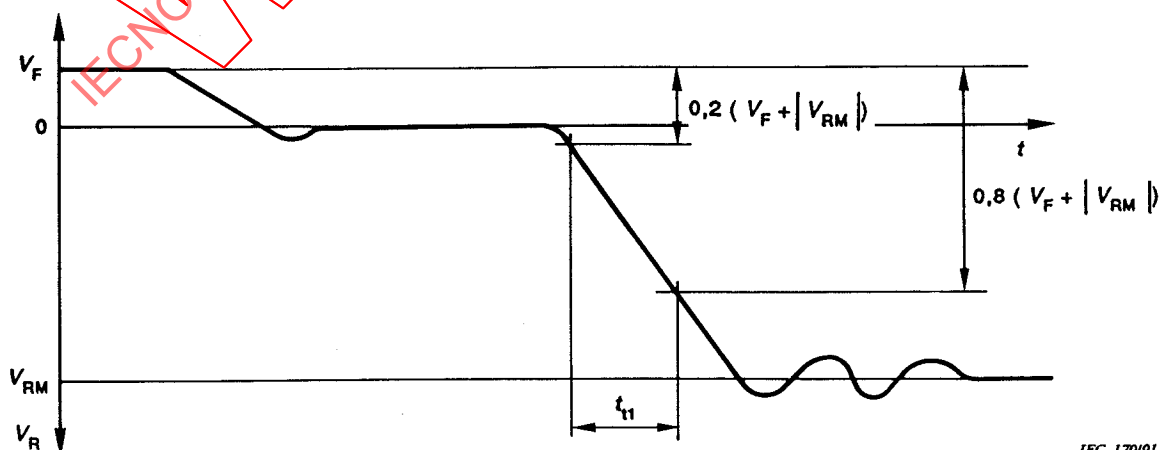


Figure 20

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 50Ω and should have a good matching at the input and the output in the frequency range from zero to $f > 0.5/t_i$.

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:

$$L_s \leq \frac{t_i Z_0}{5.6} - L_{sc}$$

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% levels

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).

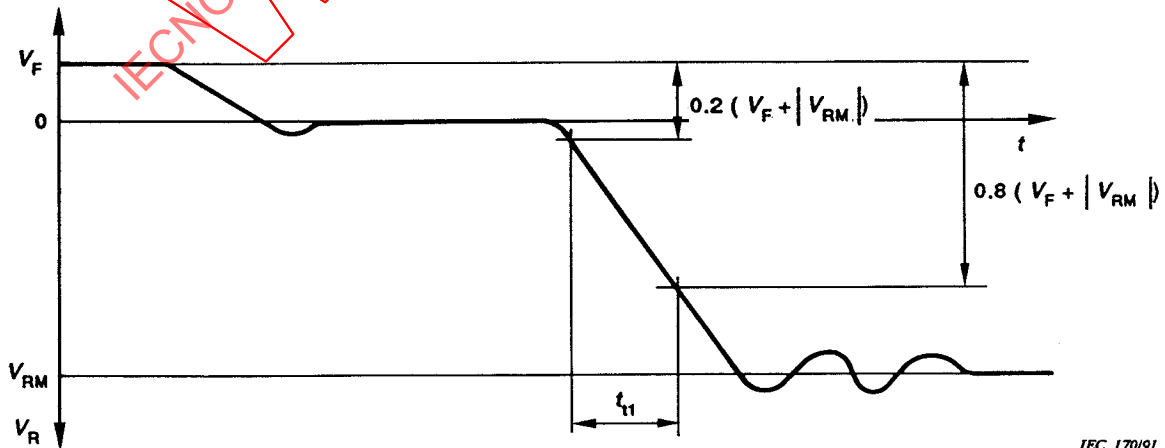


Figure 20

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

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

e) Conditions spécifiées

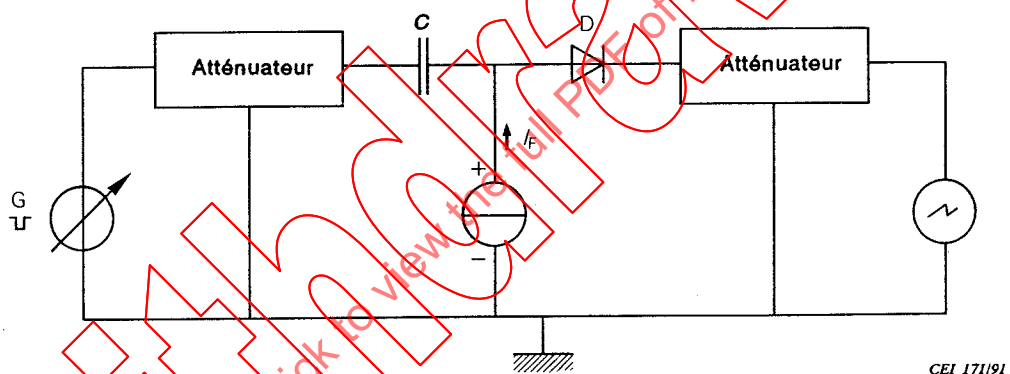
- Courant direct (I_F).
- Tension inverse (V_{RM}).
- Impédance caractéristique de la ligne (Z_0), si autre que 50Ω .
- Inductance du boîtier de la diode en mesure (L_{sc}).
- Charge stockée (Q_s).

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



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 $0.64 t_i \leq 0.3 t_{ti}$, 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 50Ω .
- 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*

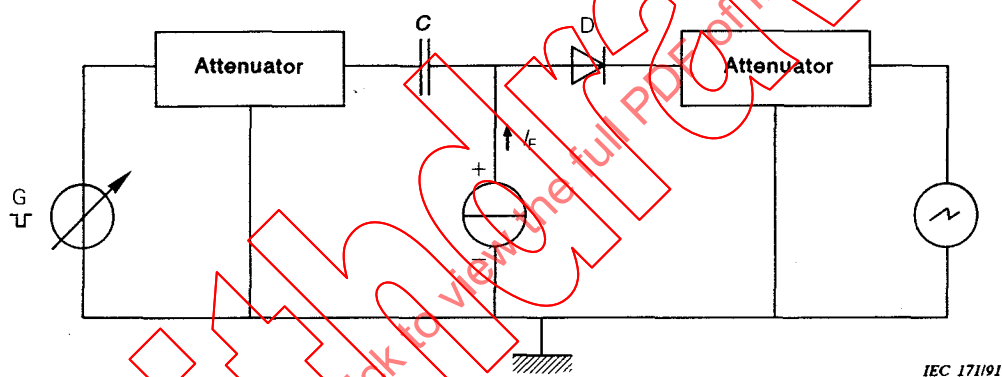


Figure 21

c) *Circuit description and requirements*

The output impedance of the generator G and the input impedance of the oscilloscope are equal to 50Ω 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 $3 t_{rr \text{ max}}$.

Attenuators should have a characteristic impedance of 50Ω 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 $1/10 t_{rr \text{ max}}$, 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 $t_{rr \text{ max}}/R_L$.

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).



Figure 22

011/85

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).

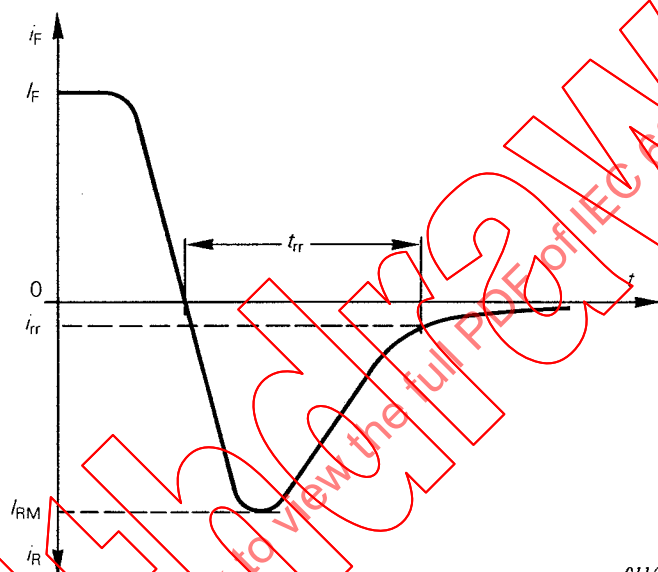


Figure 22

011/85

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: $I_F = 10 \text{ mA}$
 $I_{RM} = 10 \text{ mA}$
 $i_{rr} = 1 \text{ mA}$

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

SECTION UN — 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) $\pm 1\%$ pour les mesures à puissance élevée.

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

2. Terminologie et symboles littéraux

Voir le paragraphe 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 ONE — 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) $\pm 1\%$ for high-power measurements.

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

2. Terminology and letter symbols

See Sub-clause 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.

Catégories

1	2
---	---

1	2
---	---

- | | |
|---|---|
| + | + |
| + | + |

1

- | | |
|---|---|
| + | + |
| + | + |
| + | + |

-

1. *Journal of the American Medical Association*, 1997; 277: 1039-1043.

1. *Journal of the American Medical Association*, 1997; 277: 1039-1043.

- 1

1

- doi:10.1017/S0022292412001606

doi:10.1017/S0022292412001606

- 1

1

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 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 r.f. 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 I.F. 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 I/f noise

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

3.4 Application data

3.4.1 Maximum external circuit d.c. resistance

3.4.2 Maximum and recommended values of mean forward current

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

- 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 au paragraphe 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 spécifié

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

4. Méthodes de mesure

4.1 Courant direct (I_F)

4.1.1 Schéma

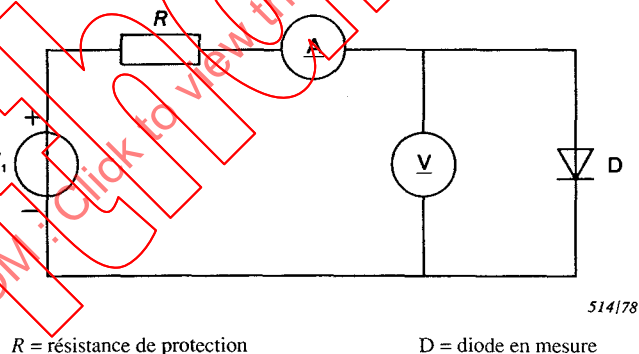


Figure 23

Il faut utiliser un voltmètre à grande impédance.

4.1.2 Exécution

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

4.2 Courant inverse (I_R)

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

- 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 Sub-clause 3.3.4
- 3.4.6 Typical curve of overall noise factor versus r.f. 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

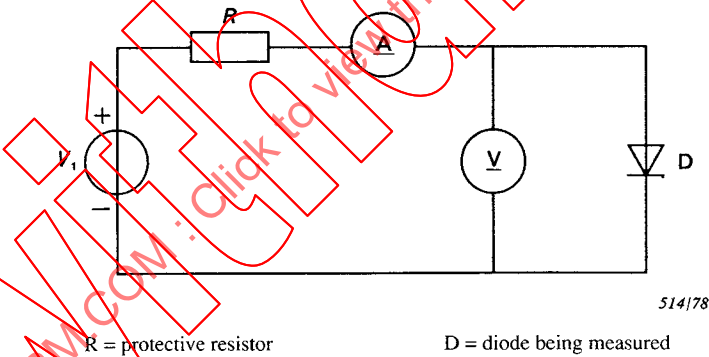


Figure 23

It is essential to use a high-impedance voltmeter.

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 Chapter II, Section One, Sub-clause 4.1.

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

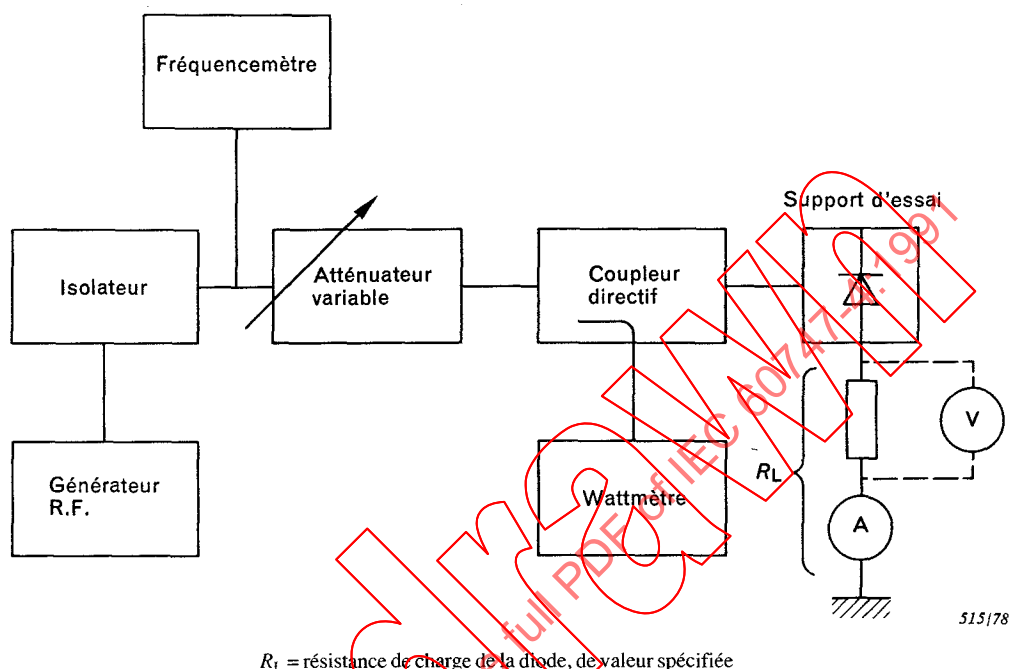


Figure 24

4.3.3 Description et exigences du circuit

Le fréquencemètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et le coupleur associé sont choisis de façon à 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.

4.3.4 Exécution

Placer la diode dans le support de mesure.

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

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

But

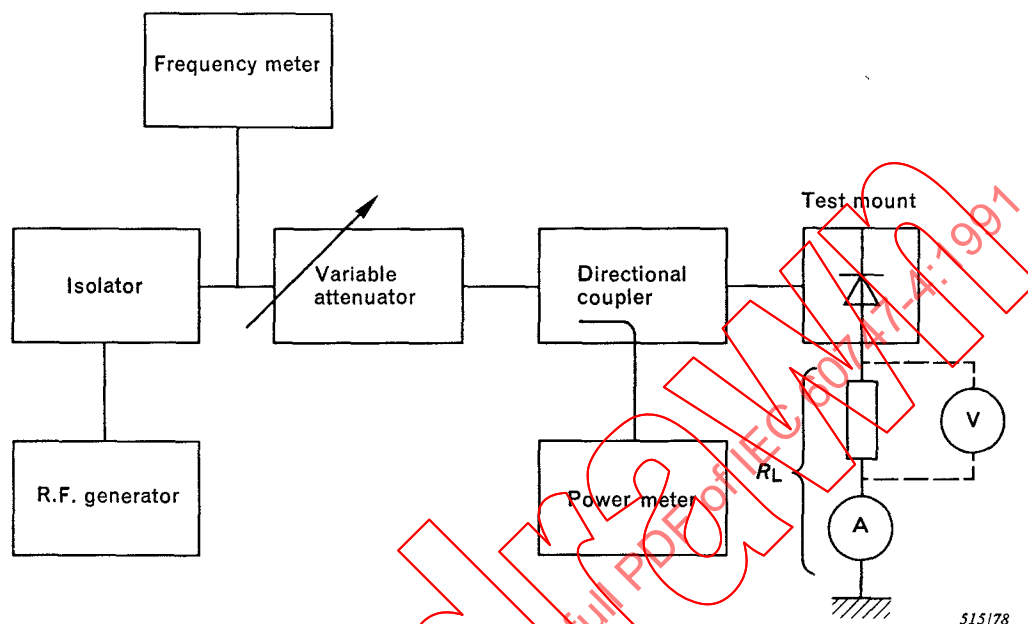
Mesurer l'impédance pour la fréquence intermédiaire d'une diode hyperfréquence dans les conditions spécifiées.

4.3 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



R_L = diode load resistance of specified value

Figure 24

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 Measurement procedure

The diode is inserted into the measuring mount.

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

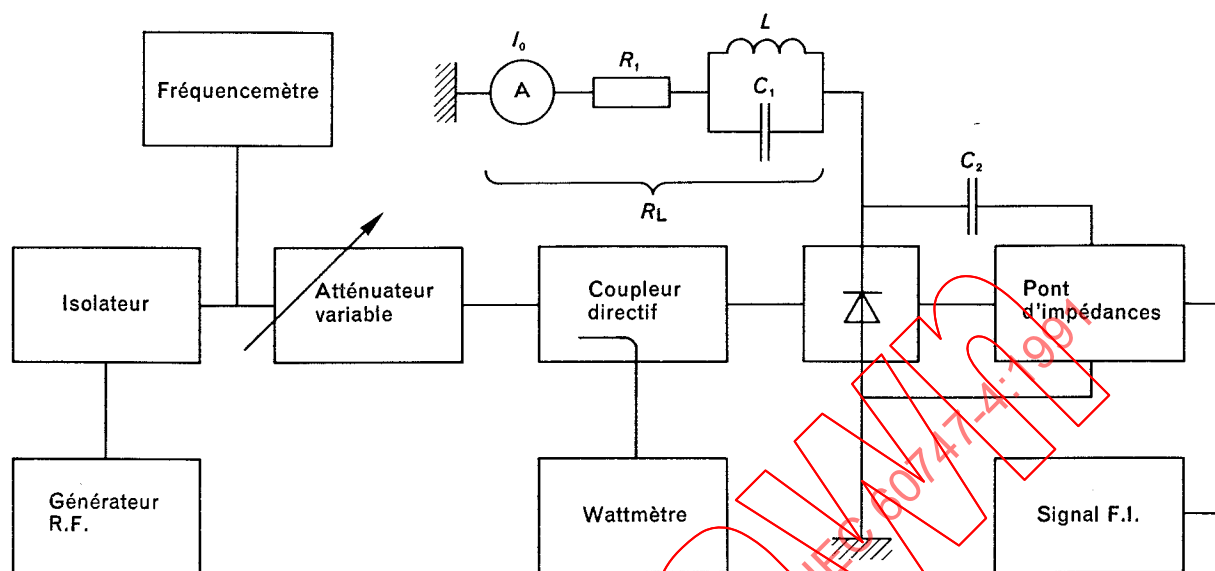
4.4 Intermediate frequency impedance (Z_{if})

Purpose

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

4.4.1 Méthode n° 1: Méthode du pont d'impédances

4.4.1.1 Schéma



516/78

Figure 25

4.4.1.2 Description et exigences du circuit

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

Le 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 LC_1 présente une haute impédance à la fréquence intermédiaire spécifiée.

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

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

4.4.1.3 Précautions à prendre

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

4.4.1.4 Exécution

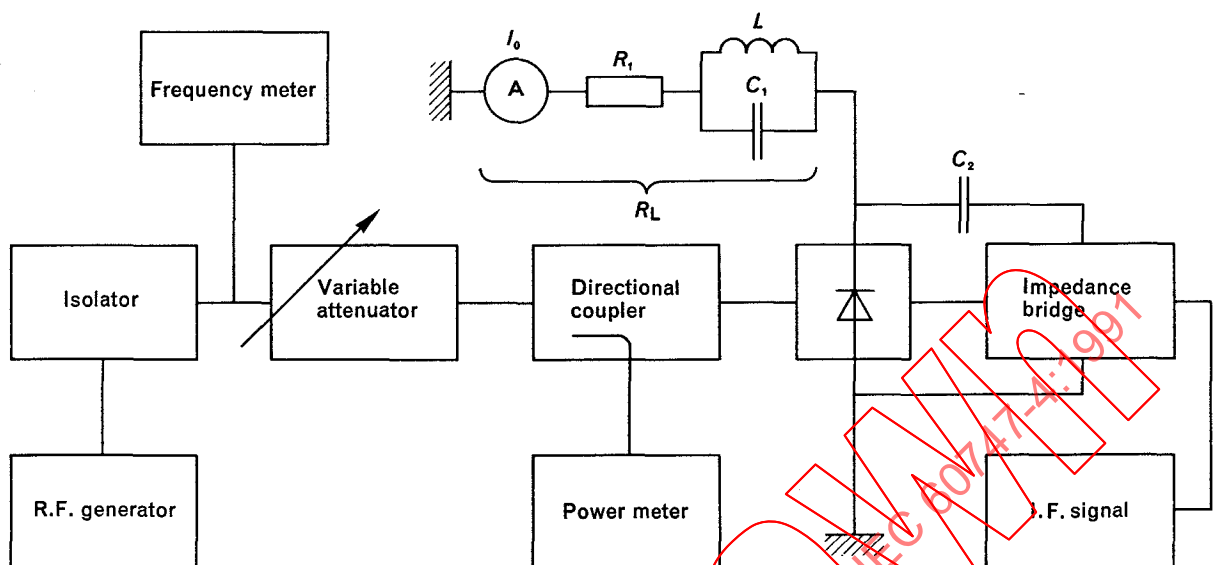
Placer la diode dans le support de mesure.

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

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

4.4.1 Method 1: Impedance bridge method

4.4.1.1 Circuit diagram



IEC 172/91

Figure 25

4.4.1.2 Circuit description and requirements

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

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

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

4.4.2 Méthode n° 2: Méthode de substitution ou de comparaison

4.4.2.1 Schéma

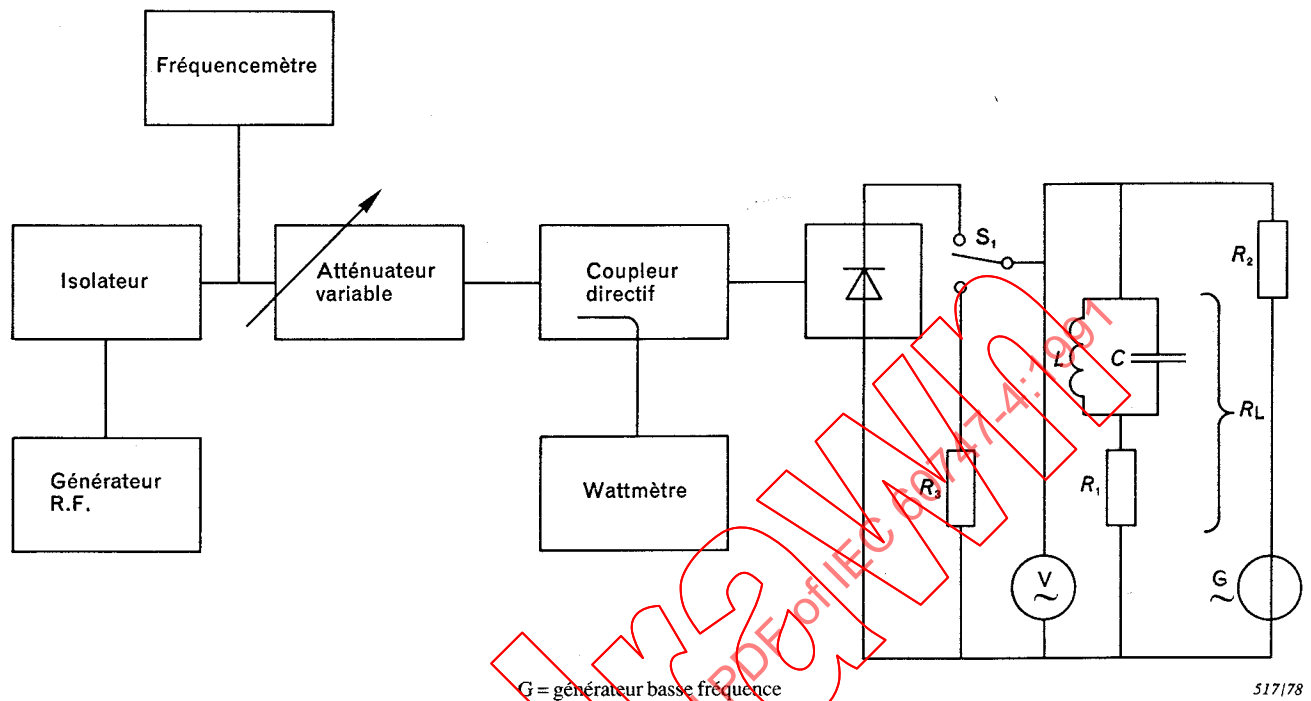


Figure 26

4.4.2.2 Description et exigences du circuit

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

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. 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 F.I. égale à la valeur continue spécifiée R_L .

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

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

4.4.2.3 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

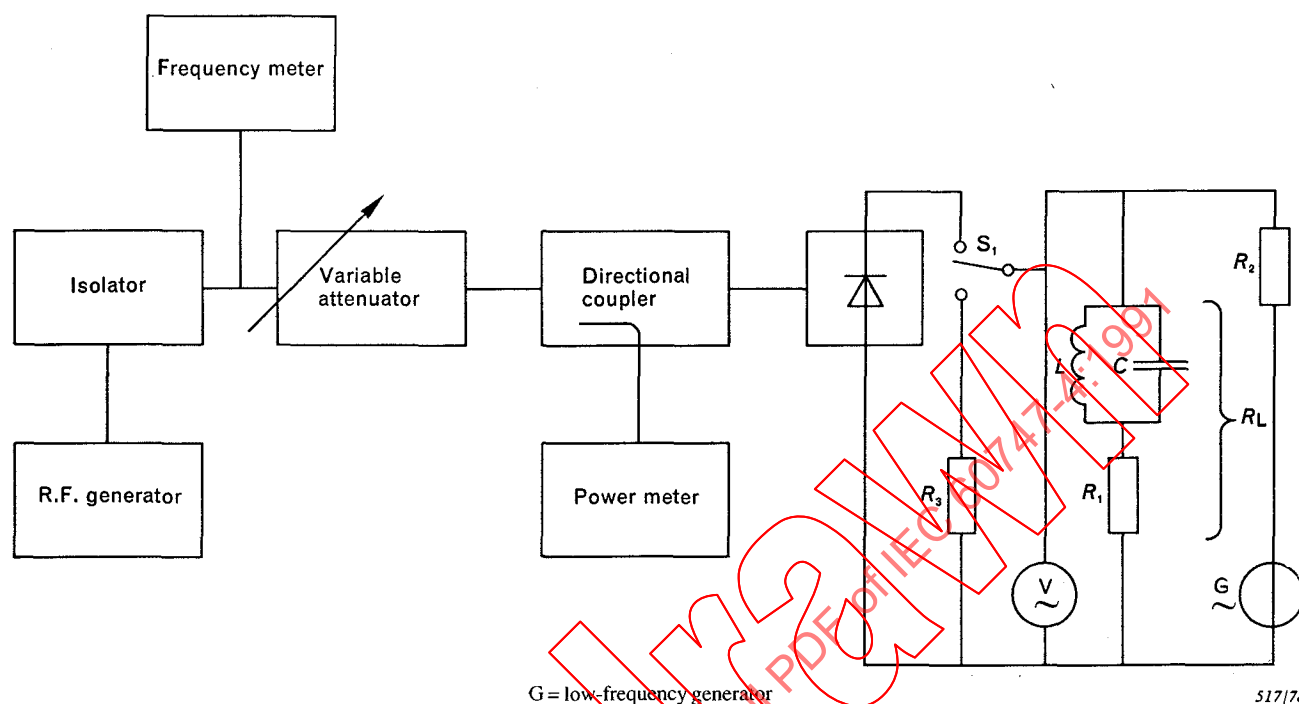
Placer la diode dans le support de mesure.

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 R.F. à la valeur requise.

4.4.2 Method 2: Substitution or comparison method

4.4.2.1 Circuit diagram



517/78

Figure 26

4.4.2.2 Circuit description and requirements

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

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

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

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

4.4.2.3 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 R.F. output is increased to the required power level.

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

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

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

4.5 Rapport d'ondes stationnaires

4.5.1 But

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

4.5.2 Schéma

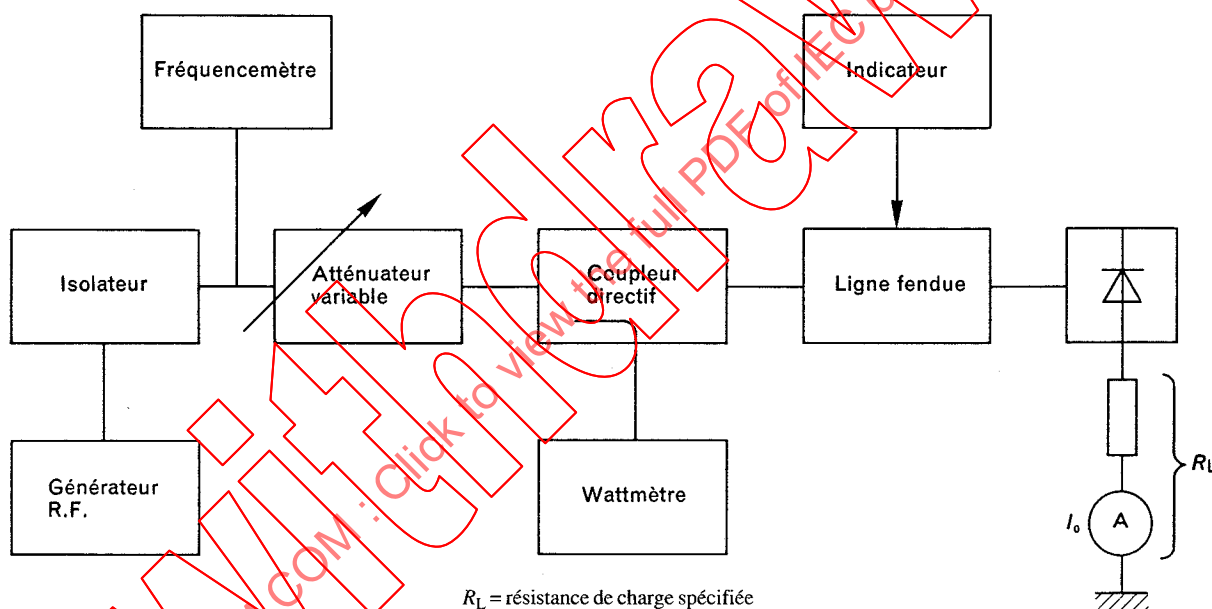


Figure 27

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.

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

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

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

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 Circuit diagram

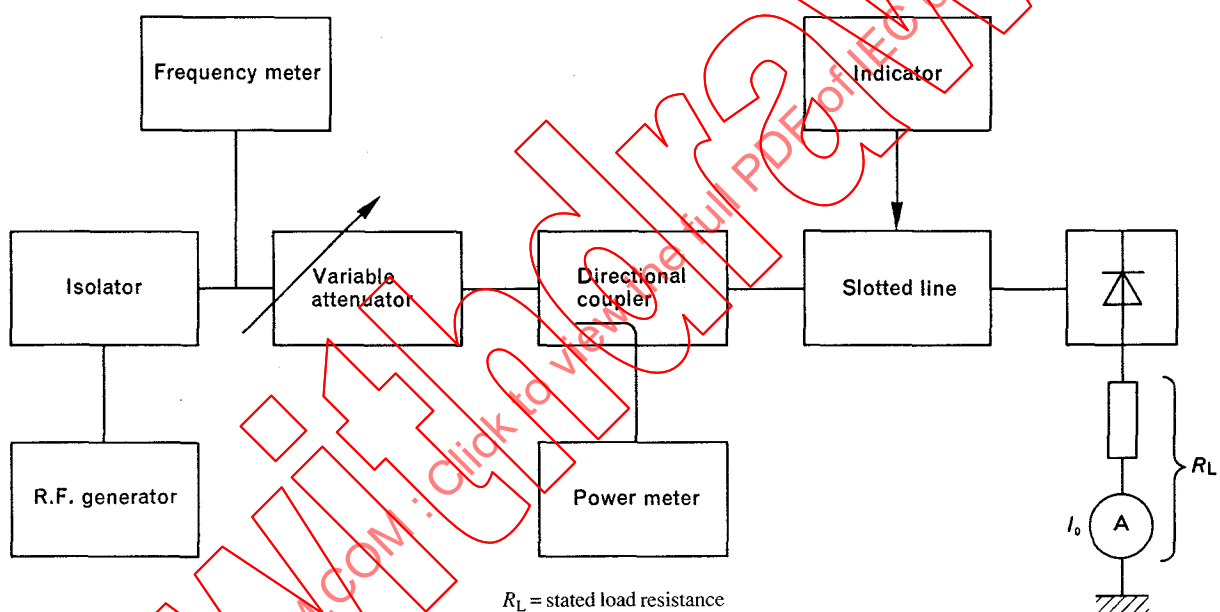


Figure 27

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.

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 R.F. appliquée à la diode jusqu'à la valeur spécifiée. Ajuster la ligne fendue afin de lire sur l'indicateur les valeurs $V_{\max}$ et $V_{\min}$.

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

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

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

où :

N_1 = puissance de bruit en sortie

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

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

B = largeur de bande efficace du réseau

G = gain en puissance du réseau

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

4.5.4 Measurement procedure

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

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

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

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

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:

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

where:

N_1 = output noise power

k = Boltzmann's constant = $1.38 \times 10^{-23} \text{ J K}^{-1}$

T_o = absolute temperature, in kelvins (taken for convenience as $293 \pm 5 \text{ K}$)

B = effective bandwidth of the network

G = power gain of network

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

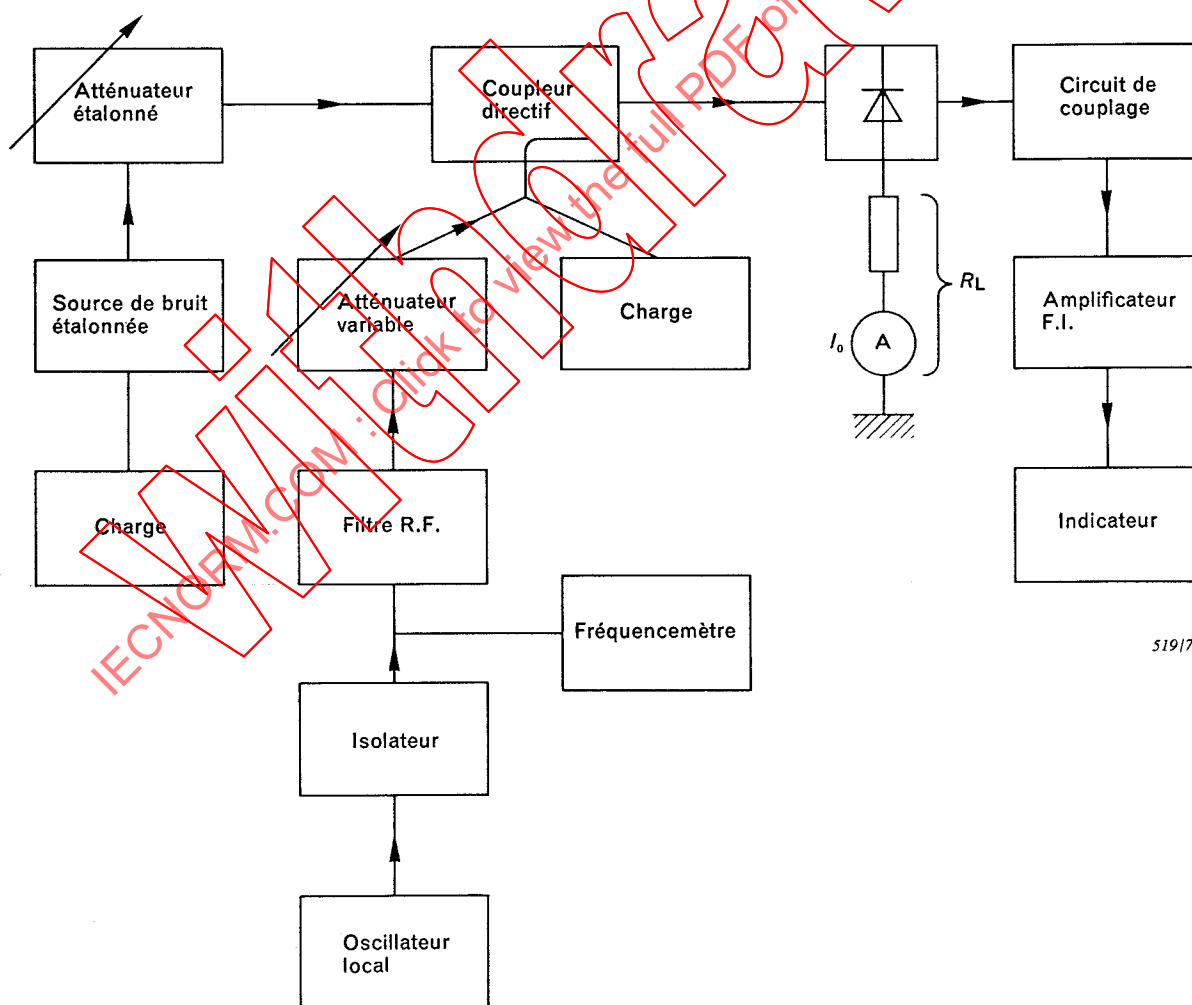
$$N_2 = F(k T_o B G) + N'G$$

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

et:
$$F = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (2)$$

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



519/78

Figure 28

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

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

and hence:

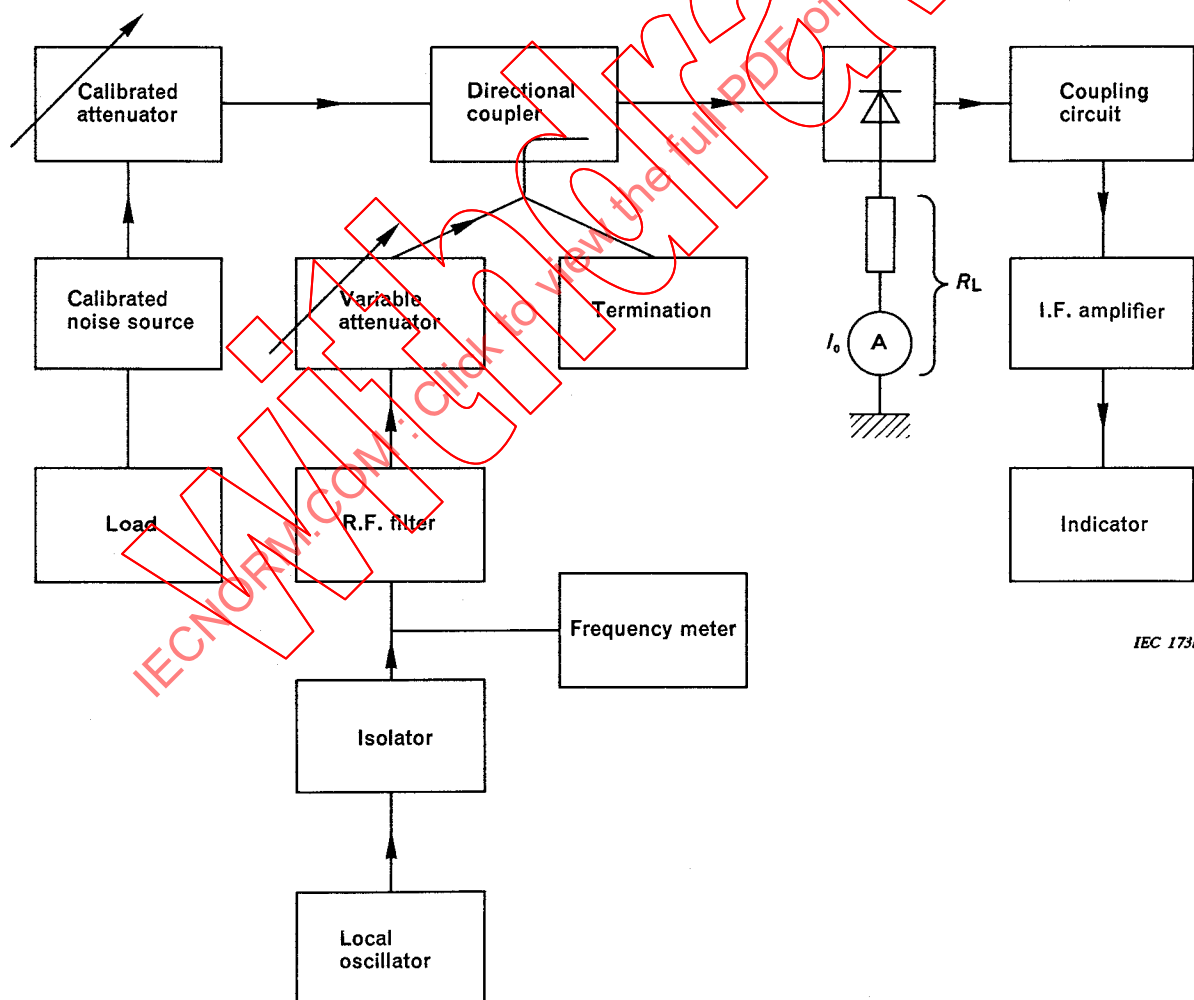
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_o B}$$

and:

$$F = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (2)$$

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

Circuit diagram



IEC 173191

Figure 28

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:

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

d'où:

$$F = \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right] \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (3)$$

Description et exigences du circuit

Le filtre R.F. 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 paragraphe 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 F.I. pour toute la bande passante de l'amplificateur F.I.

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

Dans le cas d'une source de bruit réalisée par un tube à décharge, il est préférable que la charge reliée à la source de bruit étalonée 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 étaloné, 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 étaloné 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 étaloné 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 F.I. On doit s'assurer que l'atténuateur de 3 dB est adapté au circuit.

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

où a_{rt} est l'atténuation R.F.

Comme:

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

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

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

hence:

$$F = \left| \frac{T}{T_o} - 1 \right| \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (3)$$

Circuit description and requirements

The R.F. 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 Sub-clause 4.10).

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

The amplifier must have stable characteristics of gain and bandwidth.

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

The bias supplies may need adjustment.

Measurement procedure

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

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 I.F. amplifier. Care must be taken to ensure that the 3 dB attenuator is matched into the circuit.

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

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

Since:

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

on a :

$$F_o = \frac{\frac{T}{T_o} - 1}{a_{rt}}$$

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 :

$$F_o = \frac{[1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right]}{a_{rt}}$$

où :

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

ce qui, exprimé en décibels, donne :

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

où a_{rt} est exprimé en décibels.

4.6.2 Méthode de l'atténuation F.I.

Régler la diode comme au paragraphe 4.6.1.

Dans cette méthode, placer un atténuateur F.I. dans le circuit (en général entre l'amplificateur principal et le préamplificateur, ce qui donne l'amplificateur indiqué dans la figure 28, page 100). On doit s'assurer d'une adaptation correcte de l'atténuateur F.I. dans le circuit.

La méthode est semblable à celle décrite dans le paragraphe 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 R.F. étalonné de façon à doubler la puissance de sortie, on règle l'atténuateur F.I. pour ramener le niveau de puissance en sortie lu sur l'indicateur à sa valeur d'origine.

Alors :

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

où a_{if} est l'atténuation F.I.

On a donc :

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

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 :

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

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} est exprimé en décibels dans l'équation (4).

4.6.3 Méthode de la puissance de sortie

Régler la diode comme dans le paragraphe 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,

then:

$$F_o = \frac{\frac{T}{T_o} - 1}{a_{rt}}$$

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.:

$$F_o = \frac{[1 + r] \left[\frac{T}{T_o} - 1 \right]}{a_{rt}}$$

where:

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

which, expressed in decibels, becomes:

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

where a_{rt} is expressed in decibels.

4.6.2 I.F. attenuation method

The diode is fitted as in Sub-clause 4.6.1.

In this method, an I.F. attenuator is included in the circuit (usually between the main and preamplifier sections which make up the amplifier as shown in Figure 28, page 101). Care must be taken to ensure the correct match of the I.F. attenuator into the circuit.

The method is similar to that in Sub-clause 4.6.1 except that, when the power from the noise source is applied to the diode by adjustment of the calibrated R.F. attenuator so as to double the output power, the I.F. attenuator is adjusted to return the power output level shown on the indicator to its original value.

Hence:

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

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

Then:

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

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

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

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 Sub-clause 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

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:

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

ce qui, exprimé en décibels, donne:

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

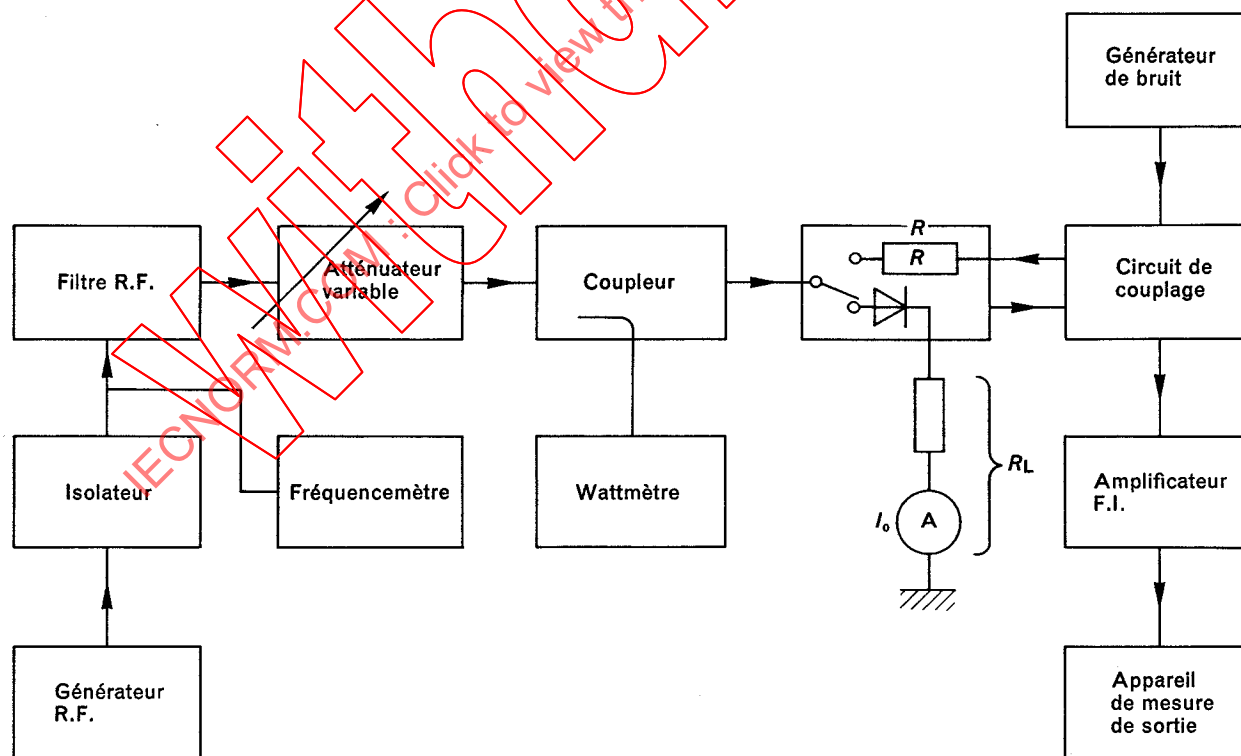
4.7 Rapport de température de bruit en sortie

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.

4.7.1.2 Schéma



R = résistance de référence non inductive

CEI 174/91

Figure 29

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:

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

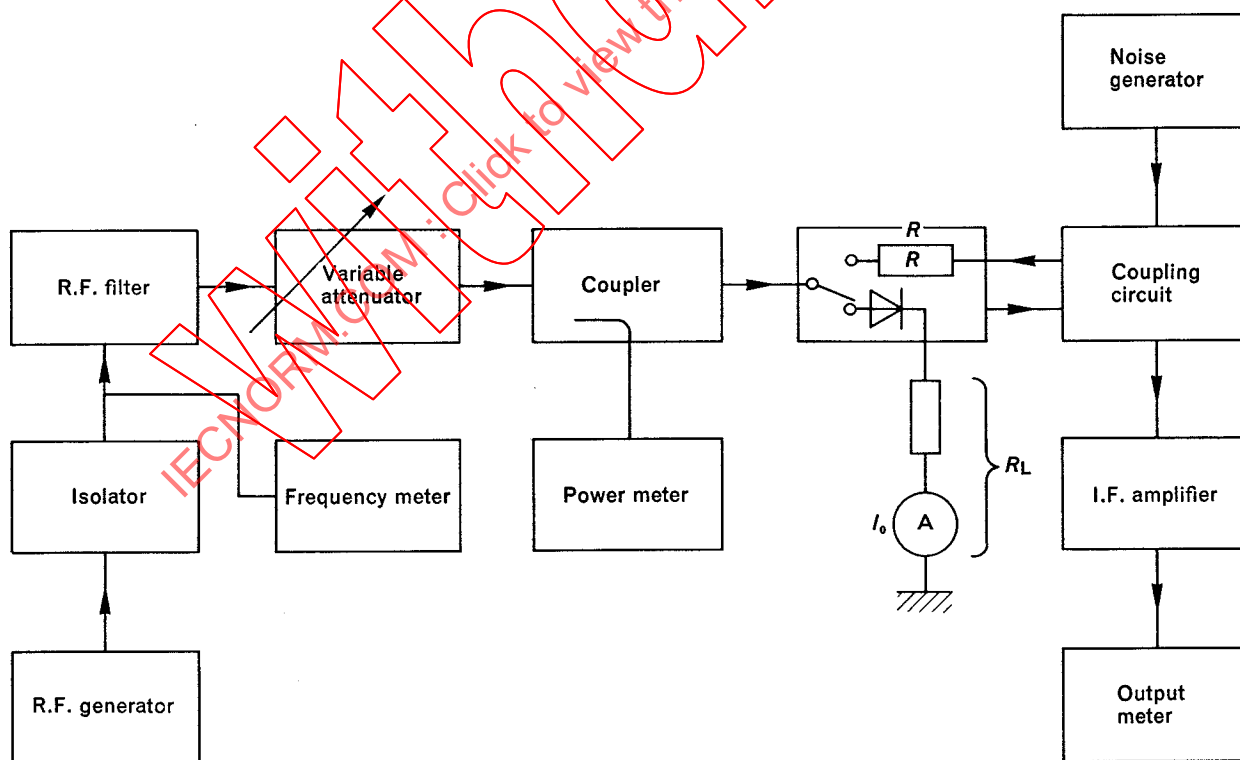
4.7 Output noise ratio

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 Circuit diagram



R = non-inductive reference resistor

IEC 174/91

Figure 29

4.7.1.3 Description et exigences du circuit

Le filtre R.F. et le support de mesure de la diode doivent être conformes aux exigences données au paragraphe 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 F.I. doivent être spécifiés. Le facteur de bruit de l'amplificateur doit être plus faible que la valeur de bruit en sortie prévue pour la diode en mesure.

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

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.

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

Le rapport de température de bruit en sortie est donné par

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

où:

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

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

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

T_o = température de bruit de référence (K)

g = conductance de sortie F.I. du mélangeur (généralement exprimée en siemens 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 $N_2 = 2 N_1$:

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

4.7.2 Valeur calculée

Comme la valeur mesurée, indiquée au paragraphe 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 F.I.

4.7.1.3 Circuit description and requirements

The R.F. filter and diode measurement mount must conform to the requirements given in Sub-clause 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 I.F. amplifier shall be specified. The noise factor of the amplifier must be lower than the expected noise output value of the diode being measured.

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

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.

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

The output noise ratio is given by:

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

where:

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

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

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

T_o = reference noise temperature (K)

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

N_2 = indicated output with diode input

N_1 = indicated output with reference resistor input

If $N_2 = 2 N_1$:

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

4.7.2 Calculated value

As the measured value, as given in Sub-clause 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:

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

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

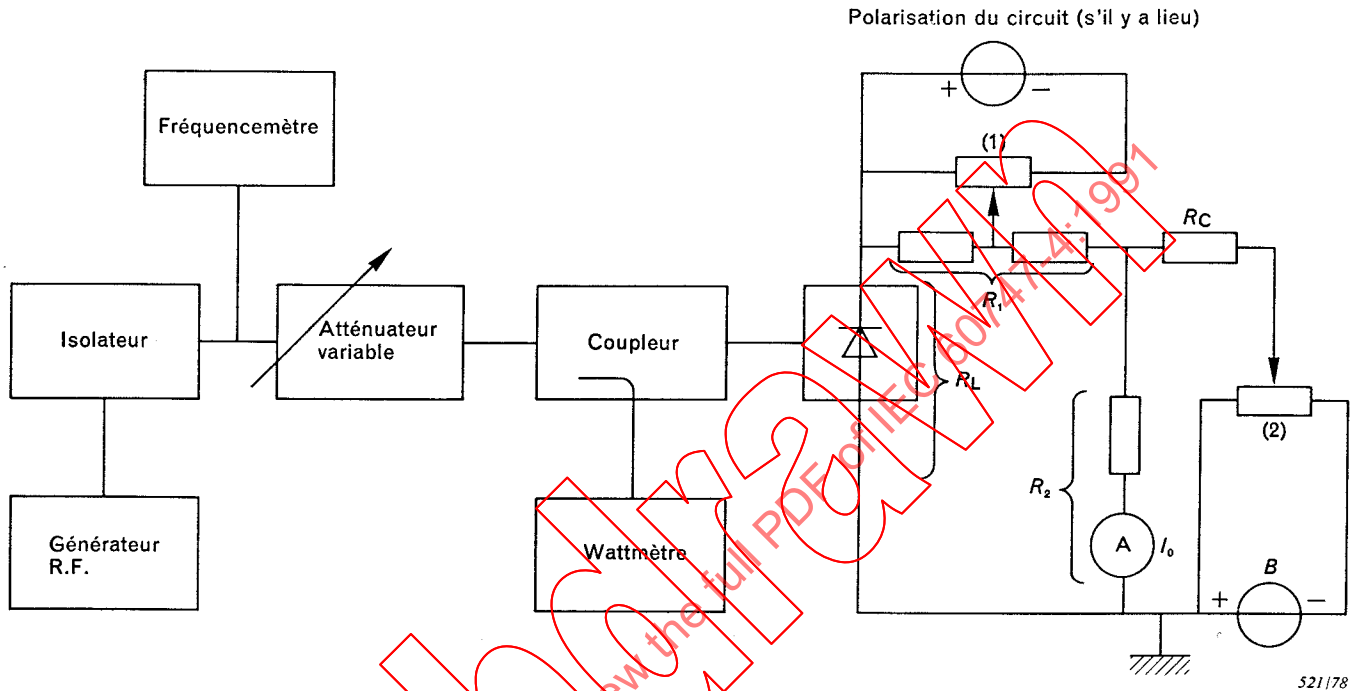


Figure 30

4.8.1.2 Description et exigences du circuit

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

R_1 = résistance de charge en continu spécifiée

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

4.8.1.4 Exécution

Placer la diode dans le circuit de mesure indiqué dans la figure 30 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).

4.8 Conversion loss

Purpose

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

4.8.1 D.C. incremental method

4.8.1.1 Circuit diagram

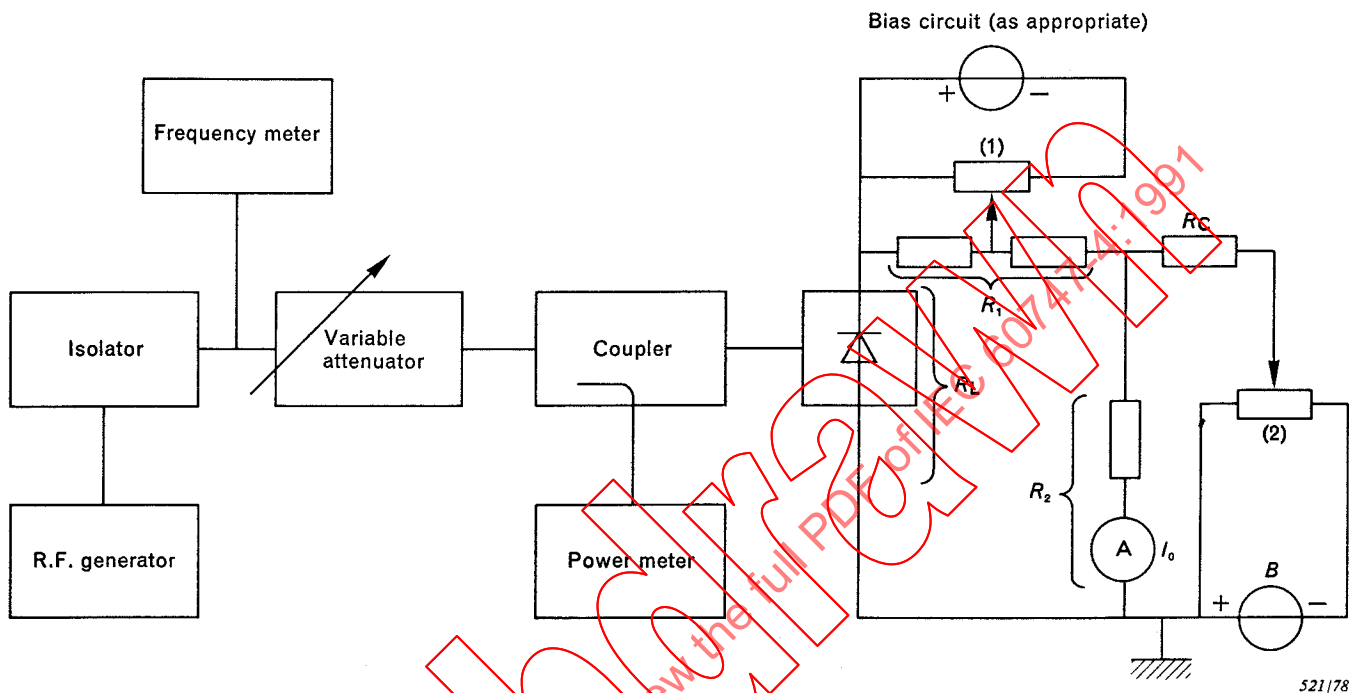


Figure 30

4.8.1.2 Circuit description and requirements

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

$R_1 =$ specified d.c. load resistance

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

R_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 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in Figure 30 and operated under specified conditions. A known low level of microwave power (P) is applied to the diode. The potentiometer (2) is adjusted so that the current supplied from the d.c. source (B) reduces the indicated rectified current (I_0) to zero. The applied microwave power is then changed by a small amount (ΔP) and the resulting small change in rectified current (ΔI_0) is measured.

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

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

où:

ΔP = faible variation de la puissance hyperfréquence

ΔI_0 = variation correspondante du courant redressé

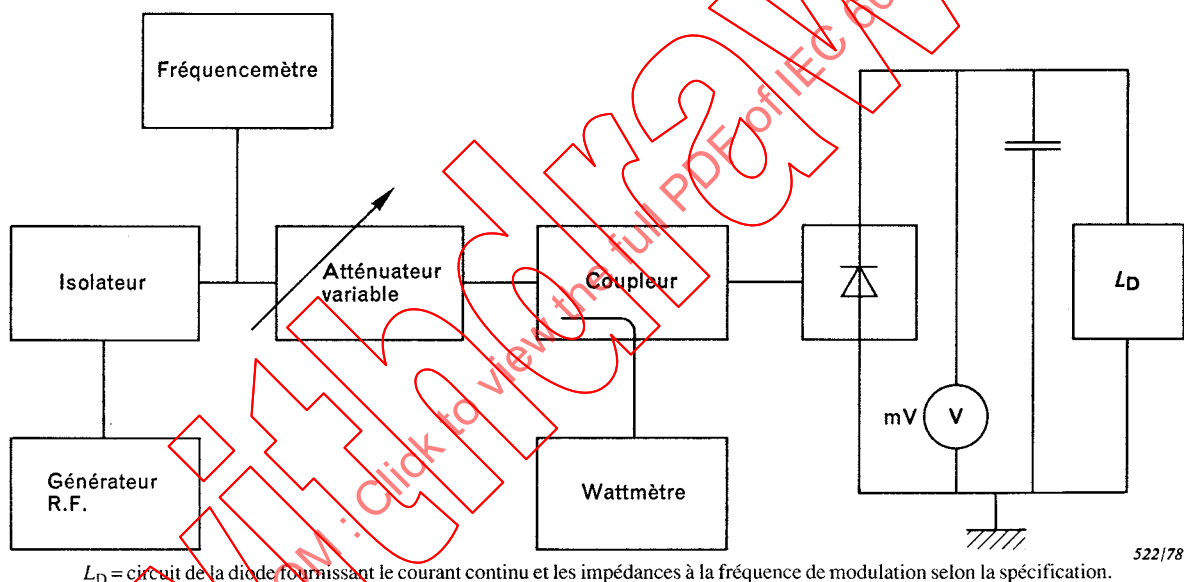
P_o = puissance moyenne $P + \frac{\Delta P}{2}$

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

La méthode par accroissement en continu n'est pas directement adaptée à un essai rapide de production, mais on l'utilise pour un étalonnage absolu de diodes normalisées. Celles-ci peuvent alors être utilisées pour étalonner la méthode par modulation d'amplitude (paragraphe 4.8.2).

4.8.2 Méthode par modulation d'amplitude

4.8.2.1 Schéma



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

522/78

Figure 31

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:

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

(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%.

The conversion loss is then derived from the expression:

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

where:

ΔP = small change in microwave power

ΔI_0 = corresponding change in rectified current

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

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

The d.c. incremental method is not readily adapted for rapid production testing, but it is used mainly to establish an absolute calibration of standard diodes. These standard diodes may then be used to calibrate the amplitude modulation method (Sub-clause 4.8.2).

4.8.2 Amplitude modulation method

4.8.2.1 Circuit diagram

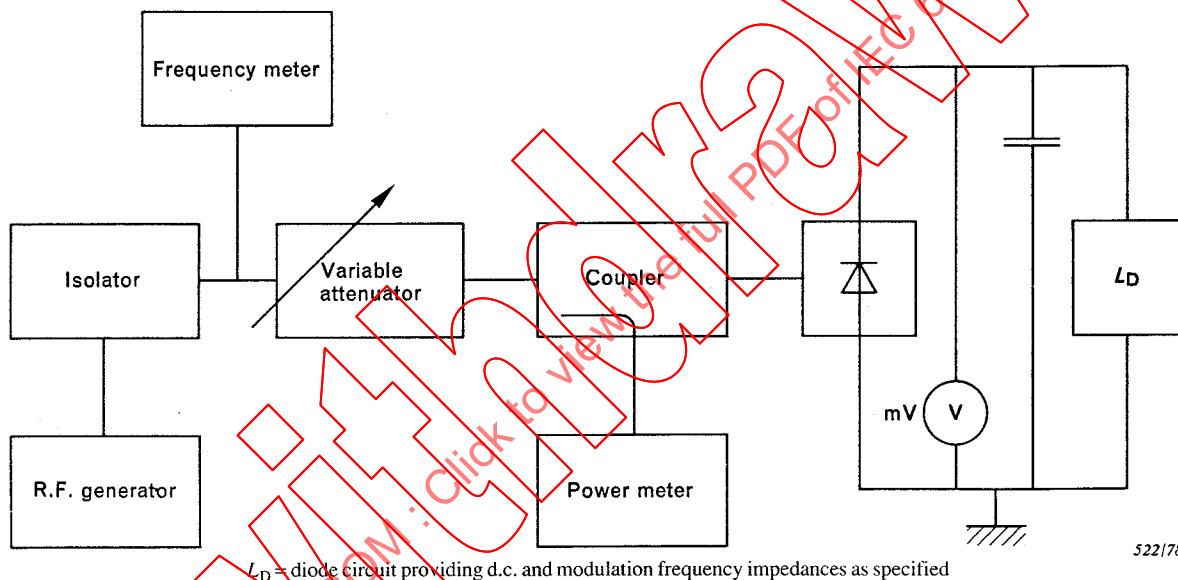


Figure 31

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 Exécution

Placer la diode dans le circuit comme l'indique la figure 31, page 112, 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 (paragraphe 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 R.F. ou en impulsions.

4.9.2 Schéma

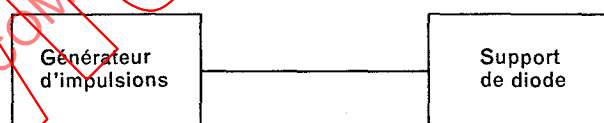


Figure 32

523/78

4.9.3 Description et exigences du circuit

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

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.

4.8.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in Figure 31, page 113, and operated under specified conditions. The microwave power incident upon the diode is modulated in amplitude at a specified low frequency by a specified amount. The modulation envelope is detected by the diode and an a.c. voltage developed across the diode load. Knowing the percentage of modulation and the signal source power, the conversion loss may be obtained from:

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

where:

m = modulation coefficient (not more than 10%)

P = mean power on the diode

R_L = load resistance of the diode

V = low frequency a.c. voltage across R_L

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

4.9.2 Circuit diagram

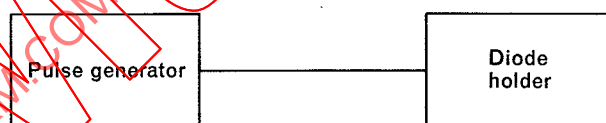


Figure 32

523/78

4.9.3 Circuit description and requirements

The pulse or R.F. generator is matched to the transmission line connected to the diode measuring mount. The specified power or pulse energy is the power or energy available from the transmission line. The actual dissipation within the diode depends 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.

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 R.F.

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 R.F. à la diode pendant une durée déterminée. Cette puissance doit être adaptée à l'entrée de la diode.

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

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 R.F. pulses*

The diode is fitted into the specified measuring mount and operated under specified conditions. The specified C.W. or the specified R.F. pulse power is applied to the diode for the specified period of time. This power must be matched to the diode input.

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.

At 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:

$$F = L_c (N_{it} - 1 + t_r)$$

where:

N_{it} = receiver noise factor value

t_r = mixer diode N.T.R. value

both expressed as power ratios

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:

$$\frac{t_o}{t_o^1} = \frac{Nn}{4 L_c t_1 \times 10^{-15}} \quad (5)$$

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 F.I. 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 F.I. (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 F.I.

Exécution

On peut déterminer le facteur de bruit de l'amplificateur F.I. en suivant les règles données au paragraphe 4.6.1. La disposition du circuit, la fréquence centrale et la bande passante sont déterminées par la fréquence intermédiaire nécessaire.

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:

$$\frac{t_o}{t_o^1} = \frac{Nn}{4 L_c t_1 \times 10^{-15}} \quad (5)$$

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} = I.F. 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_1) = 1.2 times.

Receiver noise factor = 2 dB (N_{if}) = 1.6 times.

Receiver I.F. frequency (f_{if}) = 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 I.F. amplifier noise figure

Measurement procedure

The noise figure of the I.F. amplifier may be determined by the procedure given in Sub-clause 4.6.1. The circuit arrangement, centre frequency and bandwidth are determined by the I.F. frequency required.

Le facteur de bruit de l'amplificateur peut s'exprimer comme suit:

$$F_{it} = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right]$$

qui, lorsque $N_2 = 2 N_1$ comme dans le paragraphe 4.6.1, devient:

$$F_{it} = \frac{N'}{k T_o B}$$

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:

$$F_{it} = \frac{eIR}{k T_o} = 20 IR \text{ lorsque } T_o = 290 K$$

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:

$$F_{\text{if}} = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right]$$

which, when $N_2 = 2 N_1$ by adjustment as in Sub-clause 4.6.1, becomes:

$$F_{\text{if}} = \frac{N'}{k T_o B}$$

If a temperature limited noise diode is used as the input noise applied through the amplifier input resistor, then:

$$N' = \frac{eIRB}{2}$$

Then:

$$F_{\text{if}} = \frac{eIR}{k T_o} = 20 IR \text{ when } T_o = 290 \text{ K}$$

and where:

I = noise diode current, in amperes

R = amplifier input resistance, in ohms

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

SECTION DEUX — DIODES MÉLANGEUSES UTILISÉES EN TRANSMISSION

1. Généralités

Voir la Section un, article 1.

2. Terminologie et symboles littéraux

Voir la Section un, 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 Énergie maximale de claquage d'une seule impulsion dans des conditions spécifiées à 25 °C

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

Catégories			
A		B	
P	S	P	S
+	+	+	+
+	+	+	+
	+		+
+	+	+	+
+	+	+	+
		(note 1)	(note 1)
+	+		

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

SECTION TWO — MIXER DIODES USED IN COMMUNICATION APPLICATIONS

1. General

See Section One, Clause 1.

2. Terminology and letter symbols

See Section One, 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.

— Sub-category P: point contact diode.

— Sub-category 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

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

Categories			
A		B	
P	S	P	S
+	+	+	+
+	+	+	+
	+		+
+	+	+	+
+	+	+	+
		(note 1)	(note 1)
+	+		

		Catégories			
		A		B	
		P	S	P	S
3.3.2	<i>Courant direct</i>				
	Valeur minimale pour une tension spécifiée		+		
3.3.3	<i>Courant inverse</i>				
	Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée		+		
3.3.4	<i>Rapport du courant direct à deux tensions de polarisation spécifiées ou coefficient n (note 2)</i>				
	Valeur typique				+
3.3.5	<i>Taux d'ondes stationnaires</i>				
	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)			(note 5)	(note 5)
3.3.6	<i>Impédance F.I.</i>				
	Valeurs minimale et maximale dans les conditions spécifiées (note 3)	+	+	+	+
				(note 5)	(note 5)
3.3.7	<i>Perte de conversion</i>				
	Valeur typique dans les conditions spécifiées (note 3)	+	+	+	+
				(note 5)	(note 5)
3.3.8	<i>Facteur de bruit total</i>				
	Valeur maximale dans les conditions spécifiées (notes 3 et 6)	+	+	+	+
3.3.9	<i>Isolement</i>				
	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	<i>Données d'applications</i>				
3.4.1	<i>Courant direct moyen recommandé dans les conditions de fonctionnement spécifiées</i>	+	+	+	+
3.4.2	<i>Inductance série</i>				
	Valeur typique	+	+		
3.4.3	<i>Rapport de température de bruit en sortie</i>				
	Valeur typique	+	+	+	+

Notes 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.

2. — « n » est défini par:

$$i = i_s \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

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

		Categories			
		A		B	
		P	S	P	S
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)			(note 5)	(note 5)
3.3.6	I.F. impedance				
	Minimum and maximum values under specified conditions (Note 3)	+	+	+	+
				(note 5)	(note 5)
3.3.7	Conversion loss				
	Typical value under specified conditions (Note 3)	+	+	+	+
				(note 5)	(note 5)
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	+	+	+	+

Notes 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.

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

Notes 3. — Le support du dispositif doit être spécifié par le fabricant.

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.
5. — En outre, il est nécessaire de donner la réponse en fréquence, en valeur typique, soit numériquement, soit graphiquement.
6. — Le facteur de bruit F_o doit être déterminé pour une valeur supposée ou réelle de F_{if} de 1,5 dB.

4. Méthodes de mesure

Voir la Section un, paragraphes 4.1 à 4.9.

CHAPITRE III: DIODES MÉLANGEUSES ET DIODES DÉTECTRICES

SECTION TROIS — DIODES DÉTECTRICES

(A l'étude)

Notes 3. — The device holder shall be specified by the manufacturer.

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.

5. — In addition, it is necessary to give the frequency response, typical value, in either numerical or graphical representation.

6. — The noise factor F_o shall be determined for an assumed or actual F_{it} of 1.5 dB.

4. Measurement methods

See Section One, Sub-clauses 4.1 to 4.9.

CHAPTER III: MIXER DIODES AND DETECTOR DIODES

SECTION THREE — DETECTOR DIODES

(Under consideration)

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-4:1997

CHAPITRE IV: DIODES IMPATT

SECTION UN — 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 $V_{\text{(BR)}}$

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) $P_{\text{o add}}$

Variation de la puissance de sortie en fonction du courant $\Delta P_{\text{o}(\Delta I)}$

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 $R_{\text{th(j-c)}}$

CHAPTER IV: IMPATT DIODES

SECTION ONE — 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 $R_{\text{th(j-c)}}$