

# INTERNATIONAL STANDARD

## NORME INTERNATIONALE

**Semiconductor devices – Discrete devices –  
Part 4: Microwave diodes and transistors**

**Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets –  
Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007



## THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED

Copyright © 2007 IEC, Geneva, Switzerland

All rights reserved. Unless otherwise specified, 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 either IEC or IEC's member National Committee in the country of the requester.

If you have any questions about IEC copyright or have an enquiry about obtaining additional rights to this publication, please contact the address below or your local IEC member National Committee for further information.

Droits de reproduction réservés. Sauf indication contraire, 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 la CEI ou du Comité national de la CEI du pays du demandeur.

Si vous avez des questions sur le copyright de la CEI ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de la CEI de votre pays de résidence.

IEC Central Office  
3, rue de Varembe  
CH-1211 Geneva 20  
Switzerland  
Email: [inmail@iec.ch](mailto:inmail@iec.ch)  
Web: [www.iec.ch](http://www.iec.ch)

### About the IEC

The International Electrotechnical Commission (IEC) is the leading global organization that prepares and publishes International Standards for all electrical, electronic and related technologies.

### About IEC publications

The technical content of IEC publications is kept under constant review by the IEC. Please make sure that you have the latest edition, a corrigenda or an amendment might have been published.

- Catalogue of IEC publications: [www.iec.ch/searchpub](http://www.iec.ch/searchpub)

The IEC on-line Catalogue enables you to search by a variety of criteria (reference number, text, technical committee,...). It also gives information on projects, withdrawn and replaced publications.

- IEC Just Published: [www.iec.ch/online\\_news/justpub](http://www.iec.ch/online_news/justpub)

Stay up to date on all new IEC publications. Just Published details twice a month all new publications released. Available on-line and also by email.

- Electropedia: [www.electropedia.org](http://www.electropedia.org)

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing more than 20 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary online.

- Customer Service Centre: [www.iec.ch/webstore/custserv](http://www.iec.ch/webstore/custserv)

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please visit the Customer Service Centre FAQ or contact us:

Email: [csc@iec.ch](mailto:csc@iec.ch)

Tel.: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00

### A propos de la CEI

La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est la première organisation mondiale qui élabore et publie des normes internationales pour tout ce qui a trait à l'électricité, à l'électronique et aux technologies apparentées.

### A propos des publications CEI

Le contenu technique des publications de la CEI est constamment revu. Veuillez vous assurer que vous possédez l'édition la plus récente, un corrigendum ou amendement peut avoir été publié.

- Catalogue des publications de la CEI: [www.iec.ch/searchpub/cur\\_fut-f.htm](http://www.iec.ch/searchpub/cur_fut-f.htm)

Le Catalogue en-ligne de la CEI vous permet d'effectuer des recherches en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Il donne aussi des informations sur les projets et les publications retirées ou remplacées.

- Just Published CEI: [www.iec.ch/online\\_news/justpub](http://www.iec.ch/online_news/justpub)

Restez informé sur les nouvelles publications de la CEI. Just Published détaille deux fois par mois les nouvelles publications parues. Disponible en-ligne et aussi par email.

- Electropedia: [www.electropedia.org](http://www.electropedia.org)

Le premier dictionnaire en ligne au monde de termes électroniques et électriques. Il contient plus de 20 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans les langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International en ligne.

- Service Clients: [www.iec.ch/webstore/custserv/custserv\\_entry-f.htm](http://www.iec.ch/webstore/custserv/custserv_entry-f.htm)

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions, visitez le FAQ du Service clients ou contactez-nous:

Email: [csc@iec.ch](mailto:csc@iec.ch)

Tél.: +41 22 919 02 11

Fax: +41 22 919 03 00



IEC 60747-4

Edition 2.0 2007-08

# INTERNATIONAL STANDARD

## NORME INTERNATIONALE

---

**Semiconductor devices – Discrete devices –  
Part 4: Microwave diodes and transistors**

**Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets –  
Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences**

INTERNATIONAL  
ELECTROTECHNICAL  
COMMISSION

COMMISSION  
ELECTROTECHNIQUE  
INTERNATIONALE

PRICE CODE  
CODE PRIX

**XF**

ICS 31.080.10 / 31.080.30

ISBN 2-8318-9262-7

## CONTENTS

|                                                                                  |    |
|----------------------------------------------------------------------------------|----|
| FOREWORD.....                                                                    | 6  |
| 1 Scope.....                                                                     | 8  |
| 2 Normative references .....                                                     | 8  |
| 3 Variable capacitance, snap-off diodes and fast-switching schottky diodes ..... | 8  |
| 3.1 Variable capacitance diodes .....                                            | 8  |
| 3.1.1 General .....                                                              | 8  |
| 3.1.2 Terminology and letter symbols .....                                       | 9  |
| 3.1.3 Essential ratings and characteristics.....                                 | 9  |
| 3.1.4 Measuring methods .....                                                    | 12 |
| 3.2 Snap-off diodes, Schottky diodes .....                                       | 39 |
| 3.2.1 General .....                                                              | 39 |
| 3.2.2 Terminology and letter symbols .....                                       | 39 |
| 3.2.3 Essential ratings and characteristics.....                                 | 39 |
| 3.2.4 Measuring methods .....                                                    | 41 |
| 4 Mixer diodes and detector diodes .....                                         | 48 |
| 4.1 Mixer diodes used in radar applications.....                                 | 48 |
| 4.1.1 General .....                                                              | 48 |
| 4.1.2 Terminology and letter symbols .....                                       | 48 |
| 4.1.3 Essential ratings and characteristics.....                                 | 48 |
| 4.1.4 Measuring methods .....                                                    | 50 |
| 4.2 Mixer diodes used in communication applications.....                         | 69 |
| 4.2.1 General .....                                                              | 69 |
| 4.2.2 Terminology and letter symbols .....                                       | 69 |
| 4.2.3 Essential ratings and characteristics.....                                 | 69 |
| 4.2.4 Measuring methods .....                                                    | 71 |
| 4.3 Detector diodes .....                                                        | 71 |
| 5 Impatt diodes.....                                                             | 71 |
| 5.1 Impatt diodes amplifiers .....                                               | 71 |
| 5.1.1 General .....                                                              | 71 |
| 5.1.2 Terms and definitions .....                                                | 71 |
| 5.1.3 Essential ratings and characteristics.....                                 | 74 |
| 5.2 Impatt diodes oscillators .....                                              | 77 |
| 6 Gunn diodes.....                                                               | 77 |
| 6.1 General.....                                                                 | 77 |
| 6.2 Terms and definitions .....                                                  | 78 |
| 6.3 Essential ratings and characteristics .....                                  | 78 |
| 6.4 Measuring methods .....                                                      | 78 |
| 6.4.1 Pulse breakdown voltage.....                                               | 78 |
| 6.4.2 Threshold voltage .....                                                    | 79 |
| 6.4.3 Resistance .....                                                           | 80 |
| 7 Bipolar transistors .....                                                      | 81 |
| 7.1 General.....                                                                 | 81 |
| 7.2 Terms and definitions .....                                                  | 81 |
| 7.3 Essential ratings and characteristics .....                                  | 84 |

|                                                                                      |                                                                                   |     |
|--------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 7.3.1                                                                                | General .....                                                                     | 84  |
| 7.3.2                                                                                | Limiting values (absolute maximum rating system) .....                            | 84  |
| 7.4                                                                                  | Measuring methods .....                                                           | 87  |
| 7.4.1                                                                                | General .....                                                                     | 87  |
| 7.4.2                                                                                | DC characteristics .....                                                          | 89  |
| 7.4.3                                                                                | RF characteristics .....                                                          | 89  |
| 7.5                                                                                  | Verifying methods .....                                                           | 103 |
| 7.5.1                                                                                | Load mismatch tolerance ( $\Psi_L$ ) .....                                        | 103 |
| 7.5.2                                                                                | Source mismatch tolerance ( $\Psi_S$ ) .....                                      | 107 |
| 7.5.3                                                                                | Load mismatch ruggedness ( $\Psi_R$ ) .....                                       | 111 |
| 8                                                                                    | Field-effect transistors .....                                                    | 112 |
| 8.1                                                                                  | General .....                                                                     | 112 |
| 8.2                                                                                  | Terms and definitions .....                                                       | 112 |
| 8.3                                                                                  | Essential ratings and characteristics .....                                       | 115 |
| 8.3.1                                                                                | General .....                                                                     | 115 |
| 8.3.2                                                                                | Limiting values (absolute maximum rating system) .....                            | 116 |
| 8.4                                                                                  | Measuring methods .....                                                           | 117 |
| 8.4.1                                                                                | General .....                                                                     | 117 |
| 8.4.2                                                                                | DC characteristics .....                                                          | 118 |
| 8.4.3                                                                                | RF characteristics .....                                                          | 124 |
| 8.5                                                                                  | Verifying methods .....                                                           | 135 |
| 8.5.1                                                                                | Load mismatch tolerance ( $\Psi_L$ ) .....                                        | 135 |
| 8.5.2                                                                                | Source mismatch tolerance ( $\Psi_S$ ) .....                                      | 135 |
| 8.5.3                                                                                | Load mismatch ruggedness ( $\Psi_R$ ) .....                                       | 135 |
| 9                                                                                    | Assessment and reliability – specific requirements .....                          | 135 |
| 9.1                                                                                  | Electrical test conditions .....                                                  | 135 |
| 9.2                                                                                  | Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests .....  | 135 |
| 9.3                                                                                  | Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests ..... | 135 |
| 9.4                                                                                  | Procedure in case of a testing error .....                                        | 135 |
| Figure 1 – Equivalent circuit .....                                                  |                                                                                   | 12  |
| Figure 2 – Circuit for the measurement of reverse current $I_R$ .....                |                                                                                   | 12  |
| Figure 3 – Circuit for the measurement of forward voltage $V_F$ .....                |                                                                                   | 13  |
| Figure 4 – Circuit for the measurement of capacitance $C_{tot}$ .....                |                                                                                   | 14  |
| Figure 5 – Circuit for the measurement of effective quality factor .....             |                                                                                   | 15  |
| Figure 6 – Circuit for the measurement of series inductance .....                    |                                                                                   | 17  |
| Figure 7 – Circuit for the measurement of thermal resistance $R_{th}$ .....          |                                                                                   | 18  |
| Figure 8 – Circuit for the measurement of transient thermal impedance $Z_{th}$ ..... |                                                                                   | 19  |
| Figure 9 – Waveguide mounting .....                                                  |                                                                                   | 21  |
| Figure 10 – Equivalent circuit of mounted diode .....                                |                                                                                   | 21  |
| Figure 11 – Block diagram of transmission loss measurement circuit .....             |                                                                                   | 22  |
| Figure 12 – Curve indicating transmitted power versus frequency .....                |                                                                                   | 24  |
| Figure 13 – Example of cavity .....                                                  |                                                                                   | 26  |
| Figure 14 – Block diagram for the measurement of effective Q in cavity method .....  |                                                                                   | 28  |

|                                                                                                               |     |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 15 – Block diagram of transformed impedance measurement circuit.....                                   | 35  |
| Figure 16 – Example of plot of diode impedance as a function of bias.....                                     | 36  |
| Figure 17 – Modified Smith Chart indicating constant $Q$ and constant $R$ circles.....                        | 38  |
| Figure 18 – Transition time $t_t$ .....                                                                       | 39  |
| Figure 19 – Circuit for the measurement of transition time ( $t_t$ ).....                                     | 41  |
| Figure 20 – The time interval ( $t_{t1}$ ) .....                                                              | 43  |
| Figure 21 – Circuit for the measurement of reverse recovery time.....                                         | 43  |
| Figure 22 – The reverse recovery time $t_{rr}$ .....                                                          | 44  |
| Figure 23 – Circuit for the measurement of the excess carrier effective lifetime .....                        | 45  |
| Figure 24 – Circuit for the measurement of the excess carrier effective lifetime .....                        | 46  |
| Figure 25 – the ratio of $i_{pr}$ to $i_{pf}$ .....                                                           | 47  |
| Figure 26 – Circuit for the measurement of forward current ( $I_F$ ).....                                     | 50  |
| Figure 27 – Circuit for the measurement of rectified current ( $I_0$ ).....                                   | 51  |
| Figure 28 – Circuit for the measurement of intermediate frequency impedance ( $Z_{if}$ ) in the method 1..... | 52  |
| Figure 29 – Circuit for the measurement of intermediate frequency impedance ( $Z_{if}$ ) in the method 2..... | 53  |
| Figure 30 – Circuit for the measurement of voltage standing wave ratio.....                                   | 55  |
| Figure 31 – Circuit for the measurement of overall noise factor.....                                          | 57  |
| Figure 32 – Circuit for the measurement of output noise ratio .....                                           | 61  |
| Figure 33 – Circuit for the measurement of conversion loss in dc incremental method .....                     | 63  |
| Figure 34 – Circuit for the measurement of conversion loss in amplitude modulation method .....               | 64  |
| Figure 35 – Block diagram of burnout energy measurement circuit.....                                          | 65  |
| Figure 36 – Circuit for the measurement of pulse breakdown voltage.....                                       | 78  |
| Figure 37 – Circuit for the measurement of threshold voltage.....                                             | 79  |
| Figure 38 – Circuit for the measurement of resistance in voltmeter-ammeter method.....                        | 80  |
| Figure 39 – Circuit for the measurement of resistance in alternative method.....                              | 81  |
| Figure 40 – Circuit for the measurement of scattering parameters .....                                        | 91  |
| Figure 41 – Incident and reflected waves in a two-port network .....                                          | 92  |
| Figure 42 – Circuit for the measurements of two-tone intermodulation distortion .....                         | 98  |
| Figure 43 – Example of third order intermodulation products indicated by the spectrum analyser.....           | 100 |
| Figure 44 – Typical intermodulation products output power characteristic .....                                | 102 |
| Figure 45 – Circuit for the verification of load mismatch tolerance in the method 1.....                      | 104 |
| Figure 46 – Circuit for the verification of load mismatch tolerance in the method 2.....                      | 106 |
| Figure 47 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in the method 1.....                    | 108 |

|                                                                                                           |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 48 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in the method 2.....                | 110 |
| Figure 49 – Circuit for the verification of load mismatch ruggedness.....                                 | 111 |
| Figure 50 – Circuit for the measurements of gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$ .....            | 119 |
| Figure 51 – Circuit for the measurements of gate-drain breakdown voltage, $V_{(BR)GDO}$ .....             | 119 |
| Figure 52 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case.....                       | 120 |
| Figure 53 – Timing chart of DC pulse to be supplied to the device being measured.....                     | 122 |
| Figure 54 – Calibration curve $V_{GSF} = f(T_{ch})$ for fixed $I_{G(ref)}$ , evaluation of $\alpha$ ..... | 123 |
| Figure 55 – $V_{GSF2}$ in function of delay time $\tau_4$ .....                                           | 124 |
| Figure 56 – Circuit for the measurement of output power at specified input power.....                     | 125 |
| Figure 57 – Circuit for the measurements of the noise figure and associated gain.....                     | 130 |
| Table 1 – Electrical limiting values.....                                                                 | 84  |
| Table 2 – DC characteristics.....                                                                         | 85  |
| Table 3 – RF characteristics.....                                                                         | 86  |
| Table 4 – Replacing rule for terms.....                                                                   | 87  |
| Table 5 – Replacing rule for symbols in the case of constant base current.....                            | 88  |
| Table 6 – Replacing rule for symbols in the case of constant base voltage.....                            | 88  |
| Table 7 – Electrical limiting values.....                                                                 | 116 |
| Table 8 – DC characteristics.....                                                                         | 116 |
| Table 9 – RF characteristics.....                                                                         | 117 |
| Table 10 – Replacing rules for terms.....                                                                 | 118 |
| Table 11 – Replacing rules for symbols.....                                                               | 118 |
| Table 12 – Operating conditions and Test circuits.....                                                    | 136 |
| Table 13 – Failure criteria and measurement conditions.....                                               | 138 |

# INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

## SEMICONDUCTOR DEVICES – DISCRETE DEVICES –

### Part 4: Microwave diodes and transistors

#### FOREWORD

- 1) The International Electrotechnical Commission (IEC) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, IEC publishes International Standards, Technical Specifications, Technical Reports, Publicly Available Specifications (PAS) and Guides (hereafter referred to as "IEC Publication(s)"). Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested IEC National Committees.
- 3) IEC Publications have the form of recommendations for international use and are accepted by IEC National Committees in that sense. While all reasonable efforts are made to ensure that the technical content of IEC Publications is accurate, IEC cannot be held responsible for the way in which they are used or for any misinterpretation by any end user.
- 4) In order to promote international uniformity, IEC National Committees undertake to apply IEC Publications transparently to the maximum extent possible in their national and regional publications. Any divergence between any IEC Publication and the corresponding national or regional publication shall be clearly indicated in the latter.
- 5) IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with an IEC Publication.
- 6) All users should ensure that they have the latest edition of this publication.
- 7) No liability shall attach to IEC or its directors, employees, servants or agents including individual experts and members of its technical committees and IEC National Committees for any personal injury, property damage or other damage of any nature whatsoever, whether direct or indirect, or for costs (including legal fees) and expenses arising out of the publication, use of, or reliance upon, this IEC Publication or any other IEC Publications.
- 8) Attention is drawn to the Normative references cited in this publication. Use of the referenced publications is indispensable for the correct application of this publication.
- 9) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this IEC Publication may be the subject of patent rights. IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

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

This second edition cancels and replaces the first edition, published in 1991, its amendments 1, 2 and 3 (1993, 1999 and 2001, respectively), and constitutes a technical revision.

The major technical changes with regard to the previous edition are as follows:

- a) the clause of bipolar transistors has been added;
- b) the clause of field-effect transistors has been amended.

The text of this standard is based on the following documents:

| FDIS         | Report on voting |
|--------------|------------------|
| 47E/330/FDIS | 47E/339/RVD      |

Full information on the voting for the approval of this standard can be found in the report on voting indicated in the above table.

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 2.

The list of all parts of the IEC 60747 series, under the general title *Semiconductor devices – Discrete devices*, can be found on the IEC website.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until the maintenance result date indicated on the IEC web site under "<http://webstore.iec.ch>" in the data related to the specific publication. At this date, the publication will be

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

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007

## SEMICONDUCTOR DEVICES – DISCRETE DEVICES –

### Part 4: Microwave diodes and transistors

#### 1 Scope

This part of IEC 60747 gives requirements 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).

#### 2 Normative references

The following referenced documents are indispensable for the application of this document. For dated references, only the edition cited applies. For undated references, the latest edition of the referenced document (including any amendments) applies.

IEC 60050-702:1992, *International Electrotechnical Vocabulary – Chapter 702: Oscillations, signals and related devices*

IEC 60747-1:2006, *Semiconductor devices – Part 1: General*

IEC 60747-7:2000, *Semiconductor devices – Part 7: Bipolar transistors*

IEC 60747-8:2000, *Semiconductor devices – Part 8: Field-effect transistors*

IEC 60747-16-1:2001, *Semiconductor devices – Part 16-1: Microwave integrated circuits – Amplifiers*

Amendment 1(2007)

#### 3 Variable capacitance, snap-off diodes and fast-switching schottky diodes

##### 3.1 Variable capacitance diodes

###### 3.1.1 General

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

The devices for these applications are defined as follows:

*Diodes for tuning*

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

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

*Diodes for harmonic multiplication*

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

*Diodes for switching (including limiting)*

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

*Diodes for parametric amplification*

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

### **3.1.2 Terminology and letter symbols**

See 3.1.3.3.

### **3.1.3 Essential ratings and characteristics**

#### **3.1.3.1 General**

##### **3.1.3.1.1 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 3.1.3.2 should be stated at the following temperatures:

– *ambient-rated devices:*

at an ambient temperature of 25 °C and at one higher temperature.

– *case-rated devices:*

at a reference point temperature of 25 °C and at another reference point temperature.

##### **3.1.3.1.2 Application categories**

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

- ### 3.1.3.2 Ratings (limiting values)

#### 3.1.3.2.1 Temperatures

### 3.1.3.2.2 Voltages and currents

### 3.1.3.2.3 Power dissipation

### 3.1.3.3 Electrical characteristics

#### 3.1.3.3.1 Stray capacitance ( $C_p$ )

### 3.1.3.3.2 Series inductance ( $L_s$ )

### 3.1.3.3.3 Terminal capacitance ( $C_{tot}$ )

- #### 3.1.3.3.4 Junction capacitance ( $C_j$ )

#### 3.1.3.3.5 Effective quality factor ( $Q$ )

[illegible]

**3.1.3.3.6 Cut-off frequency**

Minimum value under specified conditions (notes 4 and 5)

**3.1.3.3.7 Series resistance ( $r_s$ )**

Maximum and/or typical values under specified conditions (note 4)

**3.1.3.3.8 Reverse current**

Maximum value at a specified reverse voltage

**3.1.3.3.9 Thermal resistance**

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

**3.1.3.3.10 Switching time**

Typical value under specified conditions

**3.1.3.3.11 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

**3.1.3.3.12 Transition time**

Typical value, under specified conditions, together with a specified measurement circuit (note 1)

| Categories |   |   |   |
|------------|---|---|---|
| 1          | 2 | 3 | 4 |
|            | + | + | + |
| +          | + | + | + |
| +          | + | + | + |
| +          | + | + |   |
|            | + | + |   |
| +          |   |   |   |

NOTE 1 See definition in 3.2.2.

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

NOTE 3 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:

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

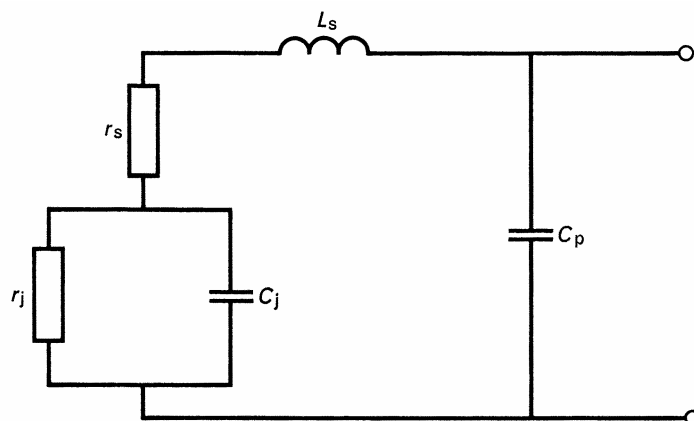
where  $V$  is the magnitude of the applied reverse voltage and  $K$ ,  $\phi$  and  $\gamma$  are three constants. The manufacturer should specify the typical values for  $K$ ,  $\phi$  and  $\gamma$ .

NOTE 4 If the  $Q$  value and the series resistance are not specified for category 1, then the cut-off frequency must be specified.

NOTE 5 The cut-off frequency  $f_c$  is defined as:

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

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



IEC 1108/01

**Key**

$C_j$  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**

**3.1.3.4 Application data**

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

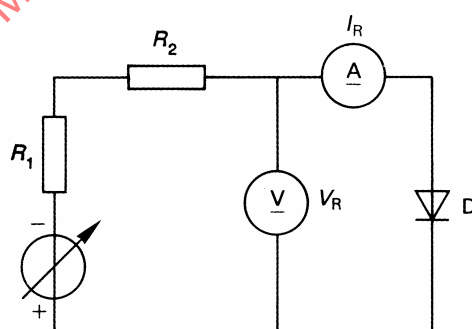
**3.1.4 Measuring methods**

**3.1.4.1 Reverse current  $I_R$**

a) *Purpose*

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

b) *Circuit diagram*



IEC 1109/01

**Key**

D diode being measured

**Figure 2 – Circuit for the measurement of reverse current  $I_R$**

### c) Circuit description and requirements

$R_1$  is a calibrated resistor (pulse measurement only).

$R_2$  is a protective resistor.

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

#### d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

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

The reverse current  $I_R$  is read from the ammeter A.

e) *Specified conditions*

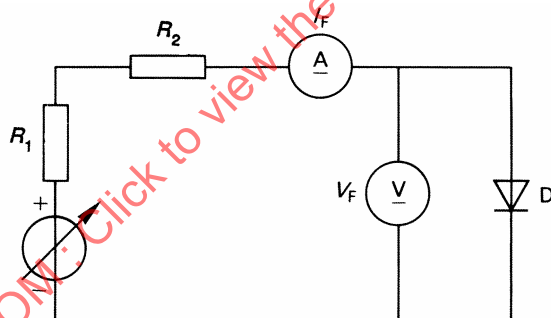
- Ambient, case or reference-point temperature ( $t_{\text{amb}}$ ,  $t_{\text{case}}$ ,  $t_{\text{ref}}$ ).
- Reverse voltage ( $V_{\text{R}}$ ).
- Pulse width and duty cycle, where applicable.

#### 3.1.4.2 Forward voltage $V_F$

a) *Purpose*

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

b) *Circuit diagram*



IEC 1110/01

## Key

D diode being measured

**Figure 3 – Circuit for the measurement of forward voltage  $V_F$**

c) *Circuit description and requirements*

$R_1$  is a calibrated resistor (pulse measurement only).

$R_2$  is a high value resistor.

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

d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

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

The forward voltage  $V_F$  is read from the voltmeter V.

e) *Specified conditions*

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

**3.1.4.3 Capacitance  $C_{tot}$**

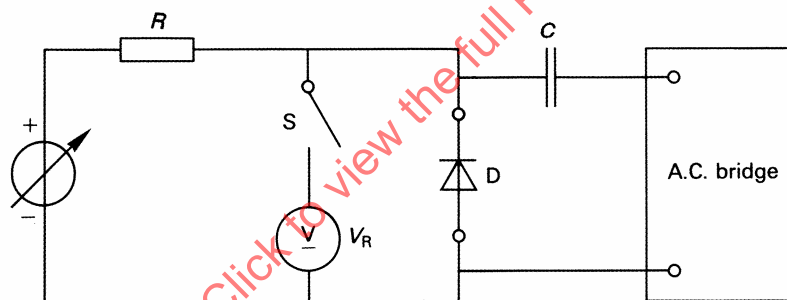
The measurement of total capacitance ( $C_{tot} = C_j + C_p$ ) should be made at a sufficiently low frequency (below microwave frequencies) so that the effects of the lead inductance may be neglected. Under these conditions, the measured value of terminal capacitance is independent of frequency.

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*



IEC 1111/01

**Key**

D diode being measured

**Figure 4 – Circuit for the measurement of capacitance  $C_{tot}$**

c) *Circuit description and requirements*

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

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

d) *Precautions to be observed*

The bridge shall 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*

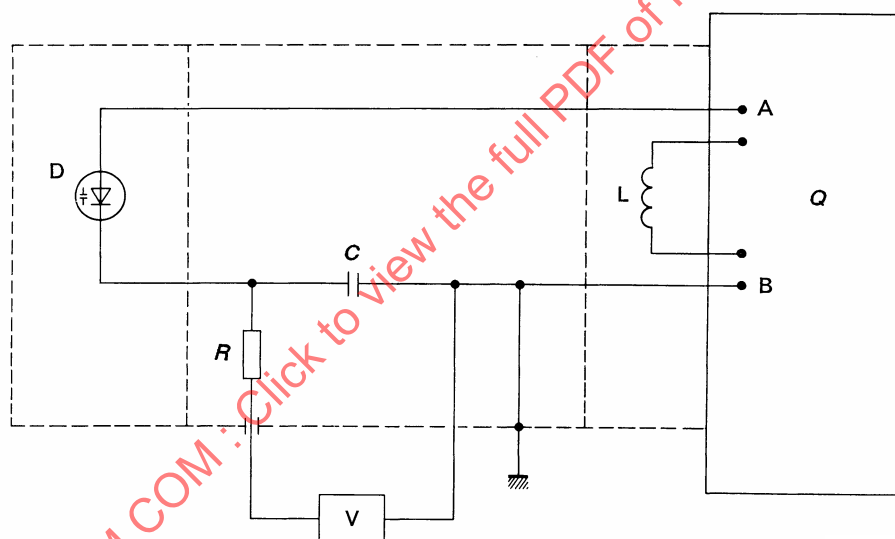
Ambient or case temperature ( $t_{amb}$ ,  $t_{case}$ ).

- 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.

3.1.4.4 **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).



IEC 1112/01

**Key**

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

**Figure 5 – Circuit for the measurement of effective quality factor**

*Description*

- a) 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  $R$ .
- b)  $C$  is a decoupling capacitor having a low impedance at the frequency of measurement.
- c)  $L$  is an inductor chosen to resonate with the parallel circuit capacitor at the frequency of measurement.
- d) 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 shall be connected in parallel with the variable capacitance in the  $Q$ -meter. DC isolating components shall be used so that the desired bias voltage may be applied to the diode being measured, but the biasing circuit must remain connected to the  $Q$ -meter throughout the measurement.

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

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

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

Two precautions are necessary:

- 1) The measurement shall 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 shall 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

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

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

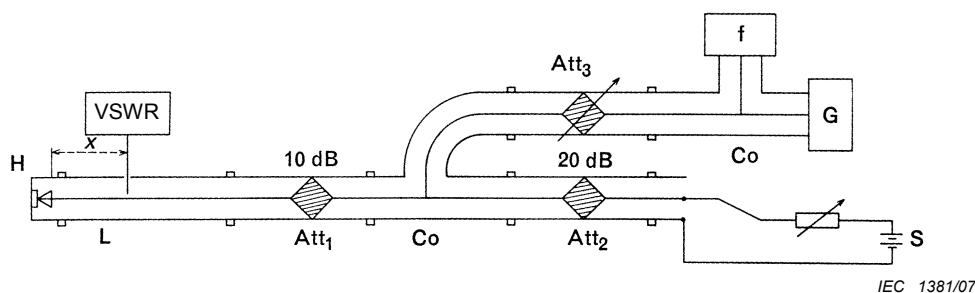
#### 3.1.4.5 Series resistance $r_s$

The effective value of series resistance  $r_s$  can be deduced from the values of  $C_j$  and  $f$  using the formula given in 3.1.4.4.

#### 3.1.4.6 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.

**Key**

|      |                                   |
|------|-----------------------------------|
| VSWR | voltage standing wave ratio meter |
| x    | distance                          |
| H    | diode head                        |
| L    | slotted line                      |
| Att  | attenuator                        |
| Co   | coupler                           |
| G    | microwave generator               |
| S    | bias supply                       |
| f    | frequency meter                   |

**Figure 6 – 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.)

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

$Z_0$  is the characteristic impedance of the coaxial line;

$\lambda$  is the 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.

### 3.1.4.7 Thermal resistance $R_{th}$

#### 3.1.4.7.1 Purpose

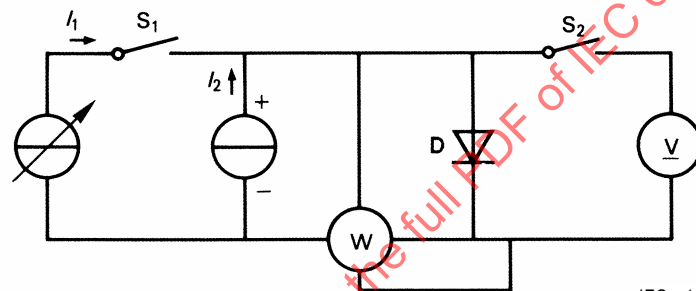
To measure the thermal resistance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

#### 3.1.4.7.2 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.

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

#### 3.1.4.7.3 Basic circuit diagram



IEC 1114/01

#### Key

D device being measured

Figure 7 – Circuit for the measurement of thermal resistance  $R_{th}$

#### 3.1.4.7.4 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

#### 3.1.4.7.5 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 3.1.4.7.4 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  $T_1$ .

### 3.1.4.7.6 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 carried out 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:

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

### 3.1.4.8 Transient thermal impedance $Z_{th}$

#### 3.1.4.8.1 Purpose

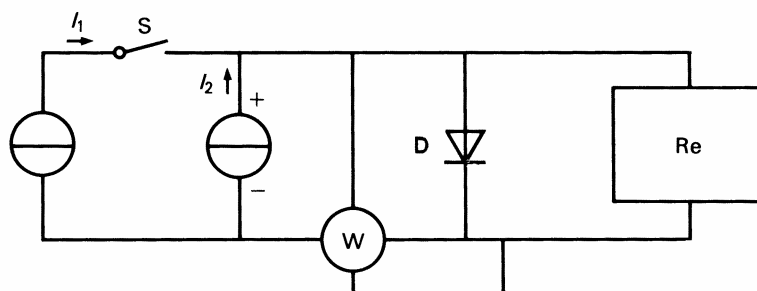
To measure the transient thermal impedance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

#### 3.1.4.8.2 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.

#### 3.1.4.8.3 Basic circuit diagram



IEC 1115/01

#### Key

D device being measured

Figure 8 – Circuit for the measurement of transient thermal impedance  $Z_{th}$

#### 3.1.4.8.4 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  $I_2$

#### 3.1.4.8.5 Measurement procedure

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

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

where

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

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

#### 3.1.4.9 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.

#### 3.1.4.9.1 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.

### 3.1.4.9.1.1 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.

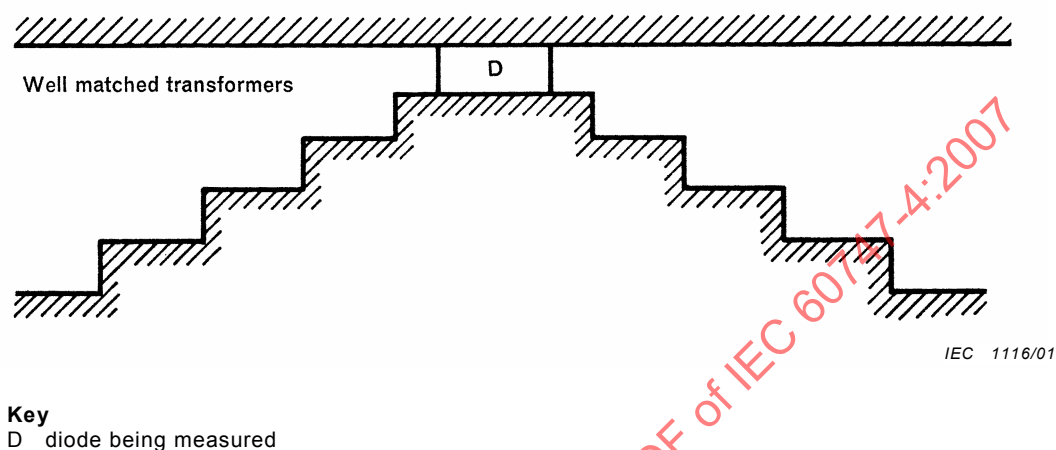


**Figure 9 – Waveguide mounting**

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

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

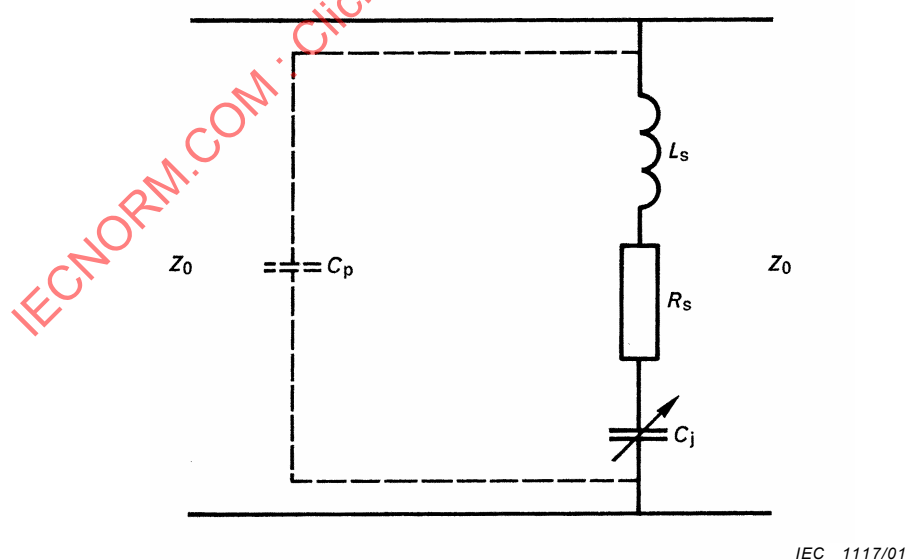


**Figure 10 – Equivalent circuit of mounted diode**

where

$Z_0$  is the characteristic impedance of the transmission line;

$C_p$  is the package capacitance;  
 $L_s$  is the series inductance;  
 $R_s$  is the series resistance;  
 $C_j$  is the junction capacitance.

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

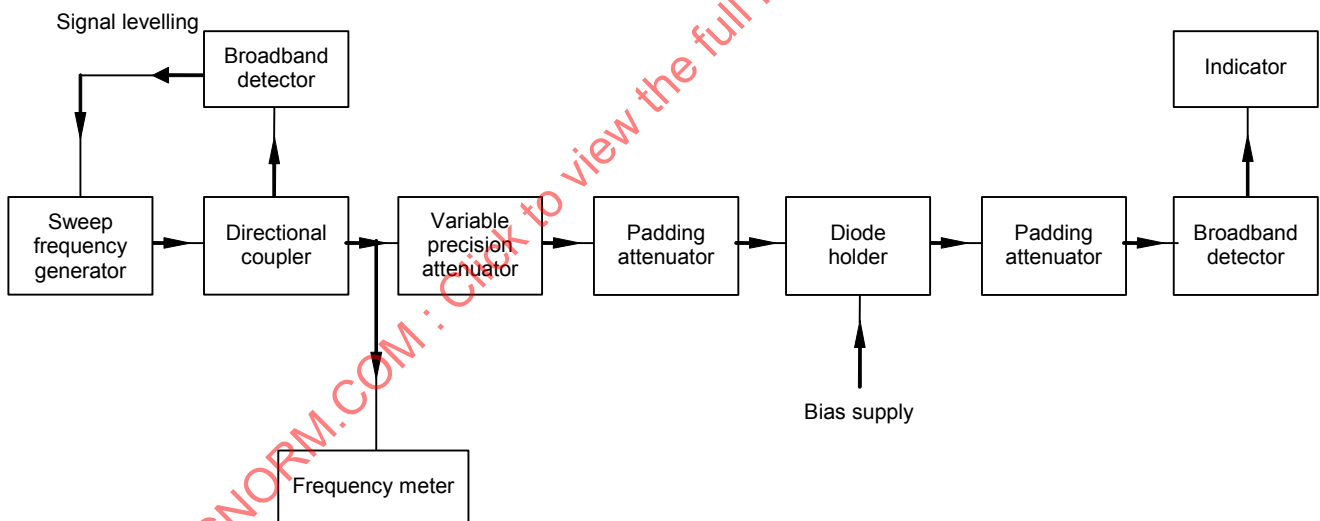
Four measurements, namely:

- 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.

#### 3.1.4.9.1.2 Circuit diagram



IEC 1118/01

**Figure 11 – Block diagram of transmission loss measurement circuit**

#### 3.1.4.9.1.3 Circuit description and requirements

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

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

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

The diode holder should conform with the specified mount details.

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).

#### 3.1.4.9.1.4 Measurement procedure

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

##### 3.1.4.9.1.4.1 Series resonant frequency

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

##### 3.1.4.9.1.4.2 Transmission loss ( $T$ )

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

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

##### 3.1.4.9.1.4.3 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

$L_s$  is the series inductance;

$C_j$  is the effective capacitance of the PN junction having a required applied bias voltage.

The loss in a transmission may be measured as in 3.1.4.9.1.4.2 and the effective shunt resistance derived from:

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

where

$Z_0$  is the 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;

$T$  is the 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.

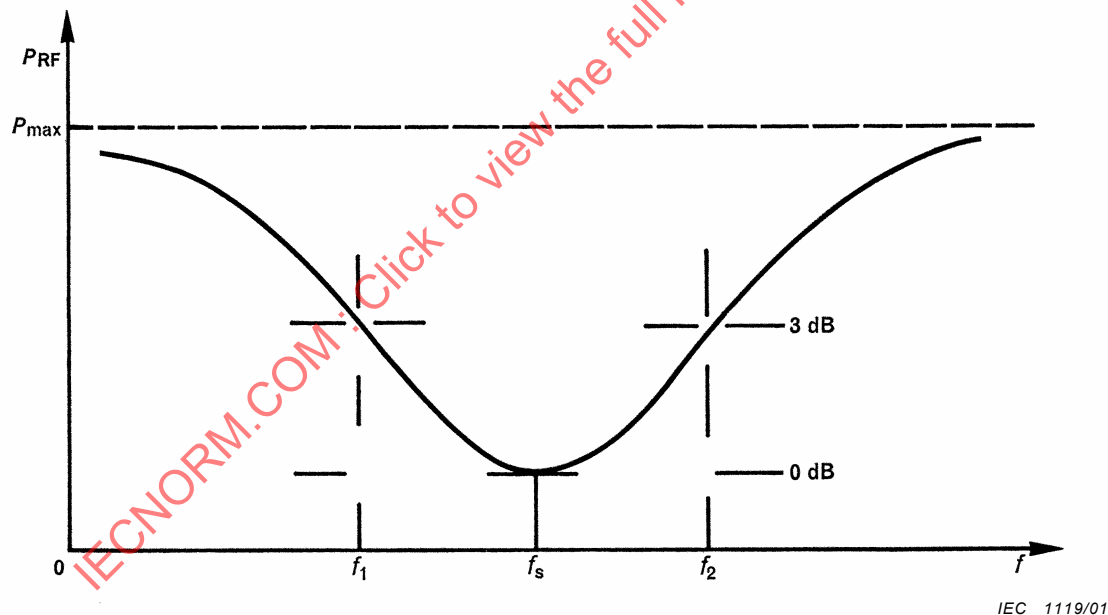
A measure of the change in the effective  $Q$  value with bias may also be obtained.

#### 3.1.4.9.1.4.4 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:

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



##### Key

$f_s$  series resonant frequency

Figure 12 – Curve indicating transmitted power versus frequency

Alternatively, since

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

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

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

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 3.1.4.10.

#### 3.1.4.9.1.4.5 Cut-off frequency

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

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

#### 3.1.4.9.1.4.6 Junction capacitance at zero bias

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

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

The value of junction capacitance at zero bias may then be used to calibrate the plot of  $\frac{1}{f_s^2}$  versus bias in terms of  $C_j$  (see 3.1.4.9.1.4.4).

#### 3.1.4.9.1.4.7 Series inductance

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

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

#### 3.1.4.9.1.4.8 Capacitance variation coefficient ( $\gamma$ )

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 3.1.4.9.1.4.4).

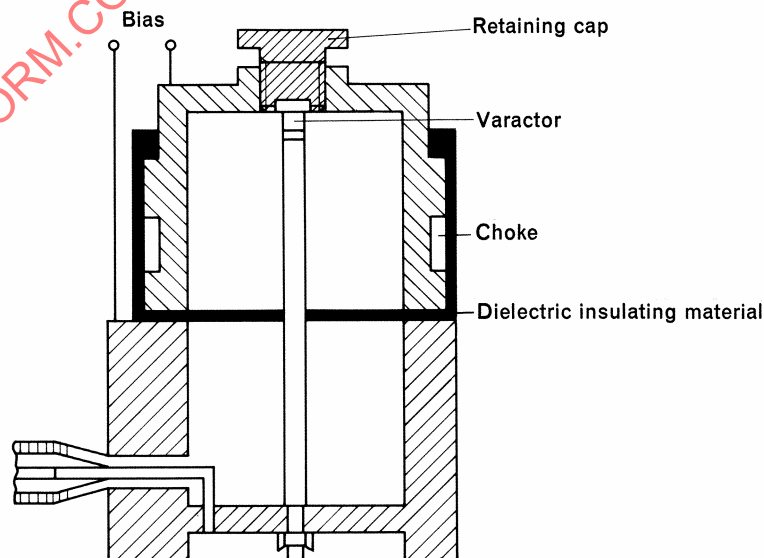
If  $C_{j(V_F)}$  and  $C_{j(V_{-x})}$  are the capacitance values respectively, then:

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

#### 3.1.4.9.2 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 3.1.4.9.1, is more practical for measurement above 6 GHz).



IEC 1120/01

Figure 13 – Example of cavity

### 3.1.4.9.2.1 Theory

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

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

This method will determine the junction capacitance  $C_{j0}$  and the cut-off frequency  $f_{c0}$  at bias voltage  $V_0$ .

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

The following characteristics must be determined for the cavity:

- $f_{r0}$  is the resonant frequency of the cavity with the varactor at the bias voltage  $V_0$ ;
- $Q_{r0}$  is the loaded Q-factor of the cavity with the varactor at the bias voltage  $V_0$ ;
- $C_p$  is the stray capacitance of the varactor case;
- $C_T(V)$  is the variation of the total low-frequency capacitance of the varactor (junction capacitance) versus the bias voltage around  $V_0$ ;
- $f_r(V)$  is the variation of the resonant frequency of the cavity with the varactor versus bias voltage around  $V_0$ ;
- $f'$  is 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;
- $Q'$  is the unloaded-Q of the cavity when the varactor is replaced by the dummy diode.

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

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

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

and the cut-off frequency:

$$f_{c0} = 2 a k Q_{r0} C_{j0}$$

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

$$k = \frac{1}{1 - \frac{Q_{r0}}{Q'} \sqrt{\frac{f'}{f_{r0}}}}$$

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

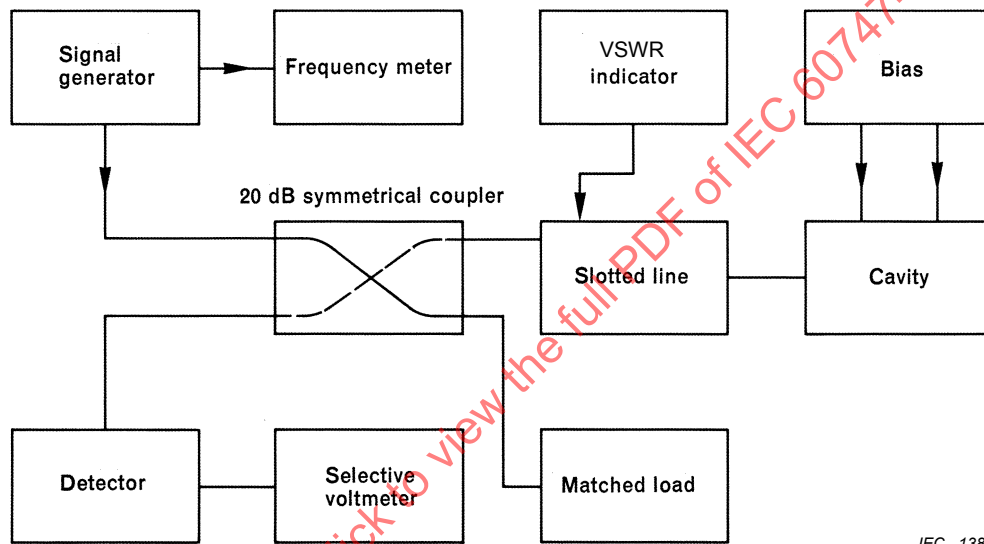
$$r_{so} = \frac{1}{2\pi f_{co} C_{jo}}$$

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

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

### 3.1.4.9.2.2 Measurements

#### 3.1.4.9.2.2.1 Circuit diagram



IEC 1382/07

Figure 14 – Block diagram for the measurement of effective  $Q$  in cavity method

#### 3.1.4.9.2.2.2 Circuit description and requirements

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

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

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

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

where  $r$  indicates the VSWR 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  $f_{co}$ .

### 3.1.4.9.2.3 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 VSWR 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.

### 3.1.4.9.2.3 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  $V_2$  are the two values of bias voltage; for reverse bias,  $V_1$  and  $V_2$  will be negative terms;

$\varphi$  is the contact potential difference (e.g. 0,7 V for silicon diodes);

$n$  is the factor of non-linear dependence of  $C_j$  on  $V$ .

### 3.1.4.9.2.4 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.

### 3.1.4.10 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.

#### 3.1.4.10.1 Theory

The normalized impedance ( $Z$ ) at any place in a lossless transmission line is related to the reflection coefficient ( $\rho$ ) 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  $Z_2$ , one can write:

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

where  $\alpha$  and  $\beta$  are real numbers.

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

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

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

From equation (4), it will be seen that circles of constant resistance on a Smith chart at one plane transform into the same family of circles at another, but that the resistance value is changed in the ratio  $\alpha$ .

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  $\alpha$  and  $\beta$ .

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  $\Delta Q$  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:

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

where  $\sigma$  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.

### Derivation of $\sigma$

The value of  $\sigma_{12}$  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

$\phi$  is the quasi-contact potential difference;

$\eta$  is the factor of non-linear dependence of  $C$  on  $V$ .

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

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

The value of  $\sigma$  may be obtained experimentally by the measurement of the capacitance variation between three closely grouped bias points, say 1, 2 and 3, to give  $\Delta C_{12}$  and  $\Delta C_{23}$ .

The value of  $\sigma$  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  $\Delta Q_{12}$  and  $\Delta Q_{23}$  may be obtained using equations such as (10), (11), (12) or (13) as convenient.

### Derivation of $\Delta Q$

The value of  $\Delta Q$  may be obtained from using either of the two equations (10) or (12) as shown 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

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

$10 \log (\eta_2^2)$  is the 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  $\eta_1$  and  $\eta_2$  (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

$r_x$  is the VSWR at bias value  $x$ ;

$\theta$  is the phase change of reflection coefficient between bias values 1 and 2.

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

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

Considering equation (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

$Z_0$  is the characteristic impedance of the transmission line.

The change in reactance  $\Delta X$  is then measured "relative to  $R$ " as  $\Delta Q$ , to give:

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

$Q_0$  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).

### 3.1.4.10.2 Measurement procedure

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

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

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

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

The value of  $Q$  may then be obtained using the measured VSWR 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  $\sigma$  as given in equations (8) and (9).

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

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

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

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.

### 3.1.4.10.3 Precautions to be observed

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

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

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

An alternative method to verify the dependence of the series resistance ( $R_s$ ) on bias is to calculate the values of  $\Delta Q_{12}$ ,  $\Delta Q_{23}$  and  $\Delta Q_{13}$  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  $Q$ .

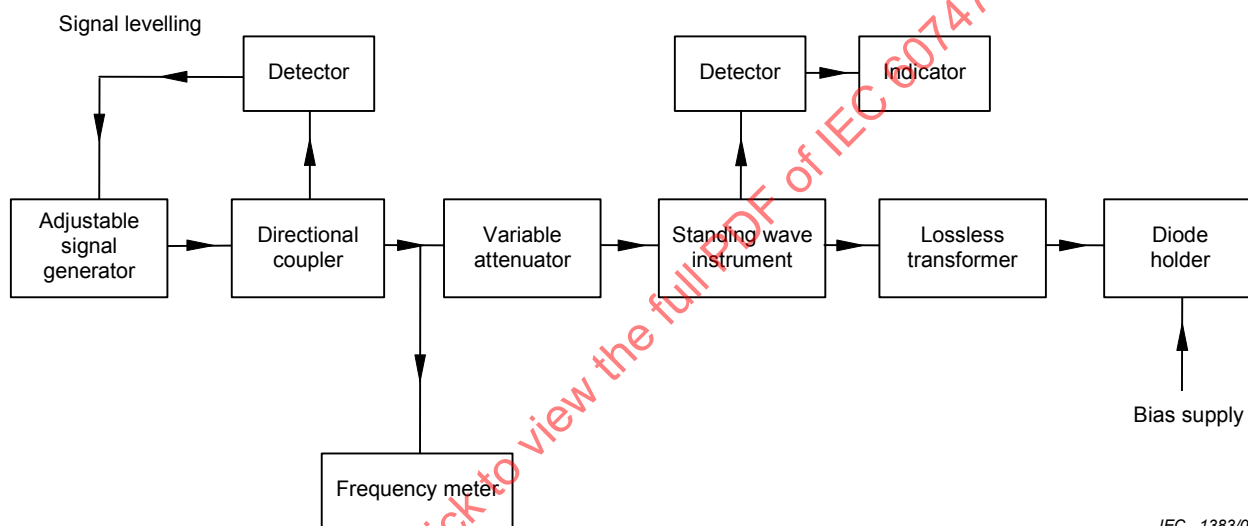
### Capacitance measurement

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 subclause may be made using a standing wave detector, they may also be made by the use of an automatic impedance plotting instrument, an example of which is the automatic Smith Chart display unit. Because the value of  $Q$  is given by the normalized reactance change in a plane corresponding to the diode element for any lossless transformation, the Smith Chart may be adapted to give direct readings of  $Q$  as given in 3.1.4.11.



IEC 1383/07

**Figure 15 – Block diagram of transformed impedance measurement circuit**

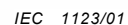


**Figure 16 – Example of plot of diode impedance as a function of bias**

### 3.1.4.11 Method of constant quality factor circles

As it has been shown in 3.1.4.10.1 (Theory),  $\Delta Q$  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  $\Delta Q$  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 ( $\rho$ ) 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:

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

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

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

it can be deduced 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 coordinates 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  $\Delta Q$ . An example of the resulting chart is shown in Figure 17.

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

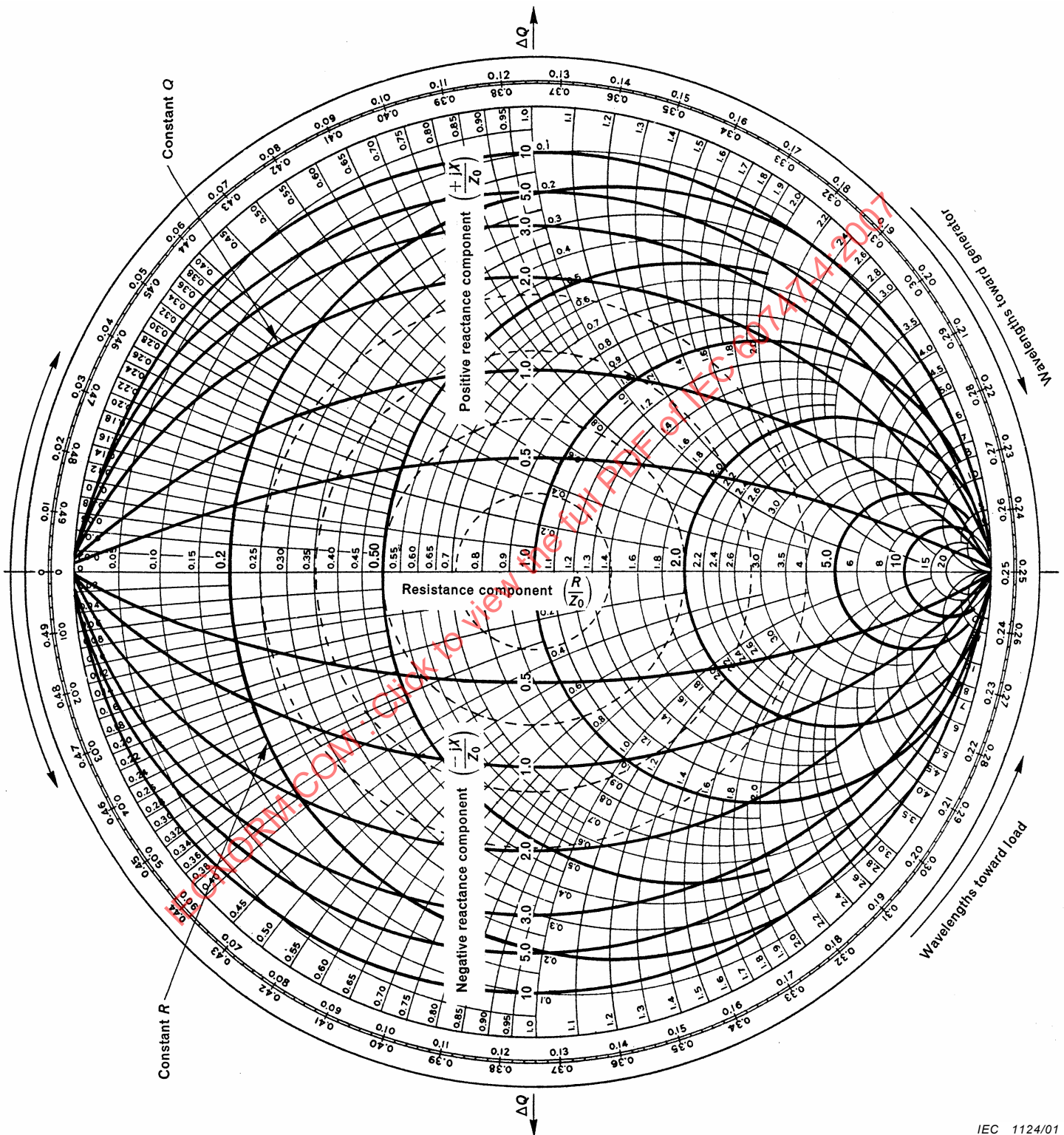


Figure 17 – Modified Smith chart indicating constant Q and constant R circles

### 3.2 Snap-off diodes, Schottky diodes

#### 3.2.1 General

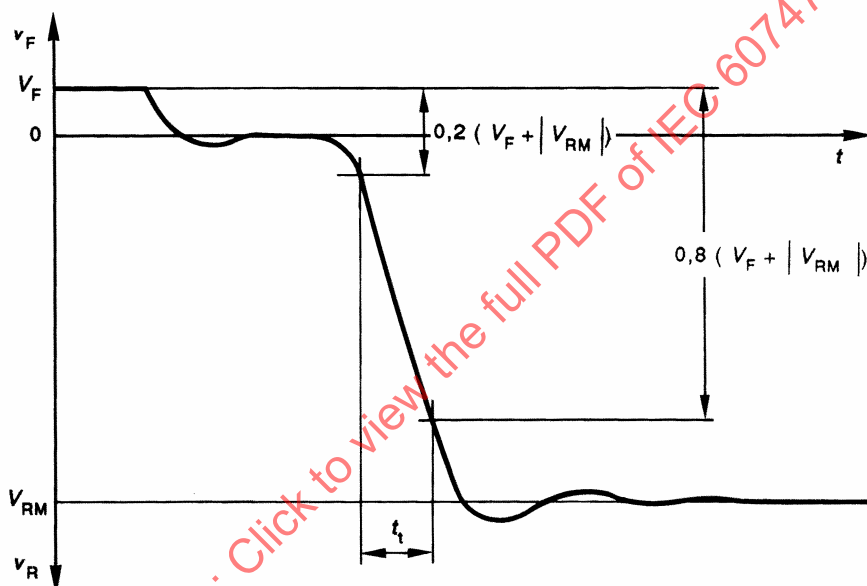
Snap-off (step recovery) diodes may be specified either as ambient rated or case rated or, where appropriate, as both.

#### 3.2.2 Terminology and letter symbols

*Transition time (of a snap-off diode)  $t_t$*

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

NOTE Values of 20 % and 80 % are preferred.



IEC 1125/01

Figure 18 – Transition time  $t_t$

For other parameters: see 3.2.3.

#### 3.2.3 Essential ratings and characteristics

##### 3.2.3.1 General

See 3.1.3.1.

##### 3.2.3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

### **3.2.3.2.1 Temperatures**

#### **3.2.3.2.1.1 Range of operating temperatures**

#### **3.2.3.2.1.2 Range of storage temperatures**

### **3.2.3.2.2 Voltage and currents**

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

#### **3.2.3.2.2.1 Maximum peak reverse voltage.**

#### **3.2.3.2.2.2 Maximum mean forward current, where appropriate**

#### **3.2.3.2.2.3 Maximum peak forward current, where appropriate**

#### **3.2.3.2.3 Power dissipation**

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

### **3.2.3.3 Electrical characteristics**

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

#### **3.2.3.3.1 Series inductance ( $L_s$ )**

Typical value under specified conditions.

#### **3.2.3.3.2 Terminal capacitance ( $C_{tot} = C_j + C_p$ )**

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

#### **3.2.3.3.3 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.

#### **3.2.3.3.4 Series resistance**

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

#### **3.2.3.3.5 Reverse current**

Maximum value at a specified reverse voltage.

#### **3.2.3.3.6 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.

### 3.2.3.3.7 Transition time

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

### 3.2.3.3.8 Forward voltage (where appropriate)

Maximum value for specified forward current.

### 3.2.3.3.9 Efficiency (where appropriate)

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

### 3.2.3.4 Application data

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

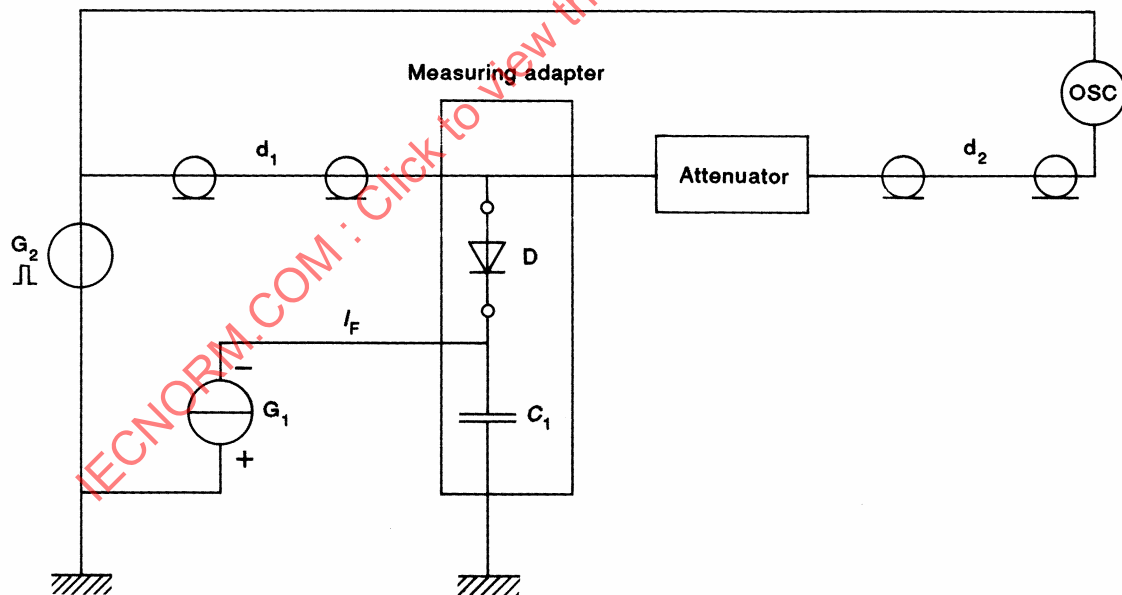
### 3.2.4 Measuring methods

#### 3.2.4.1 Transition time ( $t_t$ )

##### a) Purpose

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

##### b) Circuit diagram



IEC 1126/01

#### Key

- $G_1$  is the forward current generator ( $I_F$ )
- $G_2$  is the pulse generator
- $d_1$  and  $d_2$  are the matched transmission lines
- OSC is the sampling oscilloscope

**Figure 19 – Circuit for the measurement of transition time ( $t_t$ )**

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

$Q_s$  is the stored charge;

$Z_0$  is the characteristic impedance of the line (50  $\Omega$ ) at which the measurement is carried out.

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

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

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

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

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

where

$L_{sc}$  is the 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

$c$  is the rate of propagation of electromagnetic oscillations in the vacuum;

$\epsilon_r$  is the relative dielectric permeability of the line segment.

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

$$t_t = \sqrt{(t_{t1})^2 - (0,64 t_r)^2} \quad (21)$$

where

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

$t_r$  is the rise time of the oscilloscope between 10 % and 90 %.

d) *Measurement procedure*

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

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

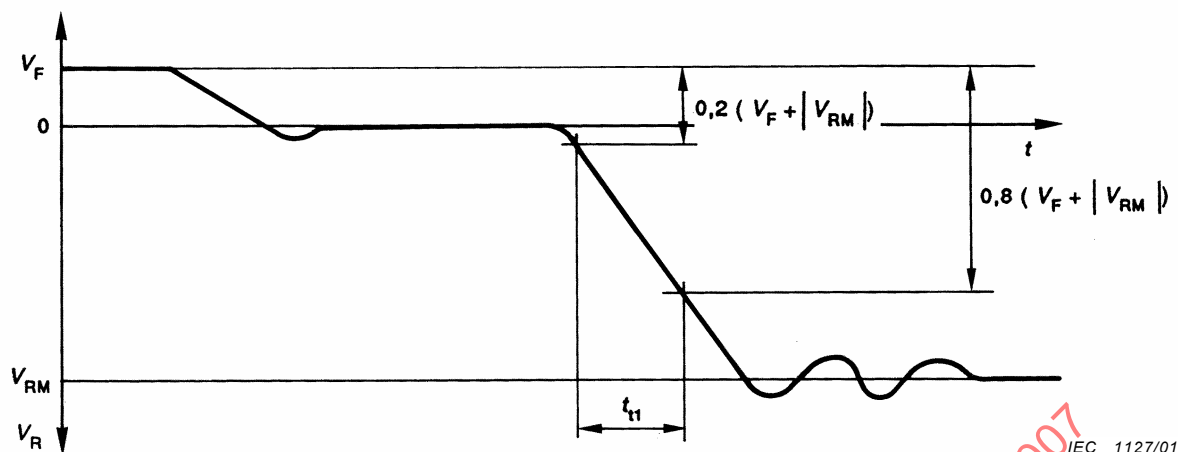


**Figure 20 – Time interval ( $t_{t1}$ )**

Using the measured time interval, the transition time is calculated from equation (21).

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

e) *Specified conditions*

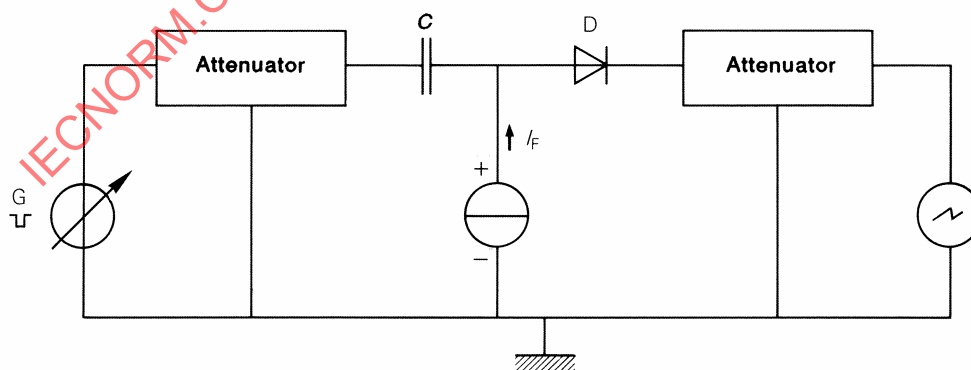
- Forward current ( $I_F$ )
- Reverse voltage ( $V_{RM}$ )
- Characteristic impedance of the line ( $Z_0$ ), if different from 50  $\Omega$ .
- Case inductance of the diode ( $L_{sc}$ ).
- Stored charge ( $Q_s$ ).

**3.2.4.2 Reverse recovery time (with  $I_{RM}$  specified)**

a) *Purpose*

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

b) *Circuit diagram*



IEC 1128/01

**Key**

D diode being measured

**Figure 21 – Circuit for the measurement of reverse recovery time**

c) *Circuit description and requirements*

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

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

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

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

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

$C_L$  = total capacitance of the circuit including the diode.

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

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

d) *Precautions to be observed*

No special precaution.

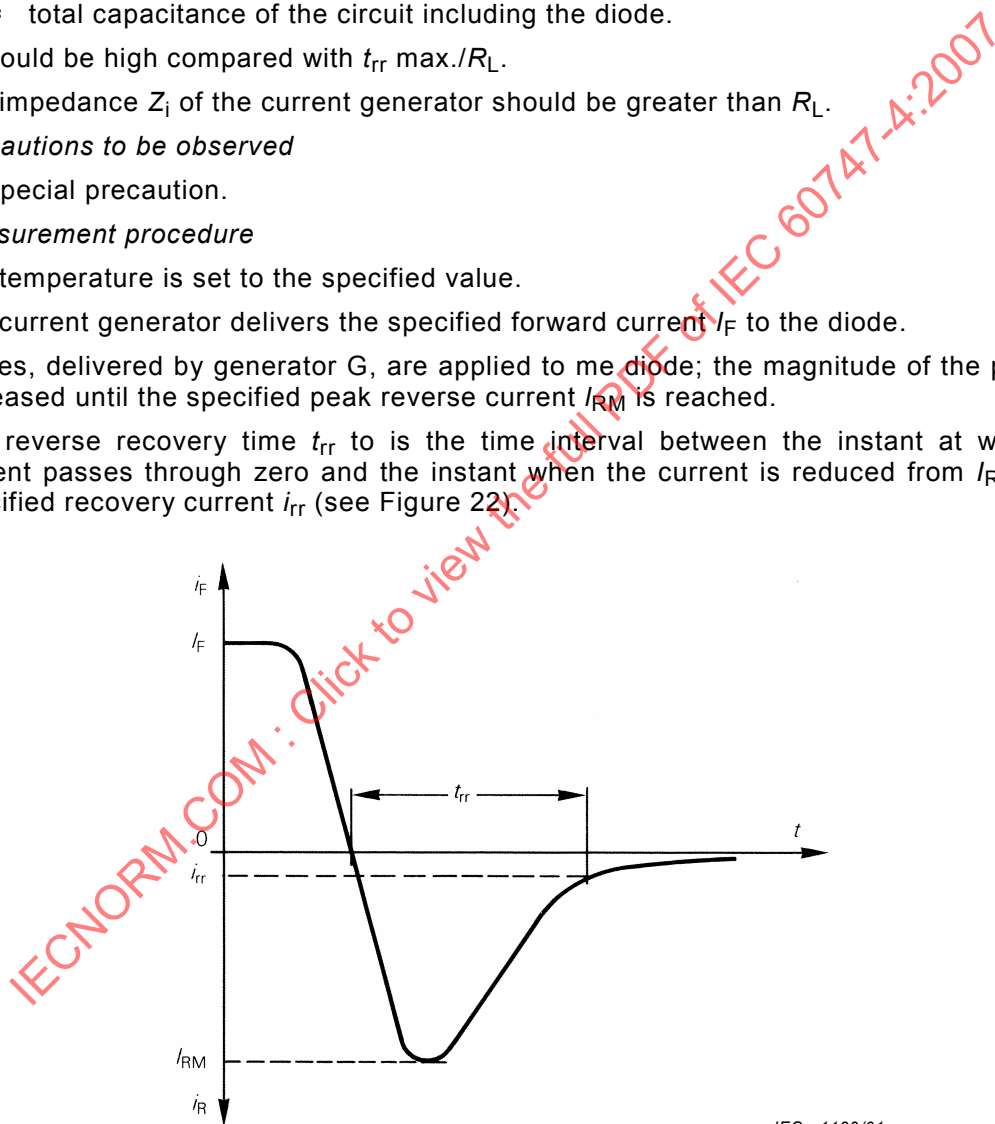
e) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

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

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

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



IEC 1129/01

Figure 22 – Reverse recovery time  $t_{rr}$

f) *Specified conditions*

- Ambient or reference-point temperature ( $t_{\text{amb}}$ ,  $t_{\text{ref}}$ )
- Forward current ( $I_F$ )
- Peak reverse current ( $I_{RM}$ )
- Reverse recovery current ( $i_{rr}$ )
  - Example of specified conditions:  $I_F = 10 \text{ mA}$   
 $I_{RM} = 10 \text{ mA}$   
 $i_{rr} = 1 \text{ mA}$

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

#### 3.2.4.3.1 Purpose

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

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

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

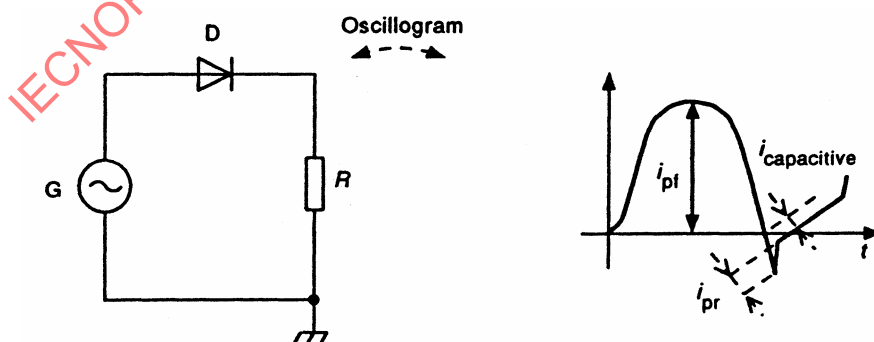
#### 3.2.4.3.2 Principle of measurement

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

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

- a) the charge and discharge current of the parasitic capacitance in parallel with the diode under test;
- b) the electrostatic junction voltage  $\psi$  of the diode.

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



IEC 1140/01

Figure 23 – Principle of the measurement of the excess carrier effective lifetime

It can be shown that:

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

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

where

$\tau$  is the carrier lifetime of the diode under test;

$f$  is the frequency of the sinusoidal waveform generator, G;

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

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

$\Psi$  is the forward voltage;

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

### 3.2.4.3.3 Circuit diagram

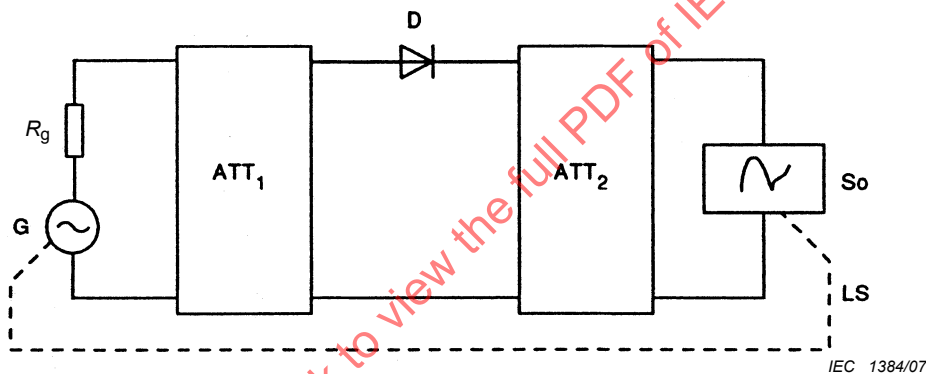


**Figure 24 – Circuit for the measurement of the excess carrier effective lifetime**

where

G is the sinusoidal waveform voltage generator with frequency,  $f$ ;

$R_g$  is the internal resistance of the sinusoidal wave generator;

ATT<sub>1</sub> is the attenuator,  $Z_0 = R_g$ ;

D is the diode under test;

ATT<sub>2</sub> is the attenuator,  $Z_0 = R_g$ ;

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

LS is the synchronization for the oscilloscope.

### 3.2.4.3.4 Measurement procedure

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

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

NOTE 1 When the oscilloscope is calibrated in voltage, the value of  $i_{pr}$  can be calculated from the voltage at the input of the oscilloscope and the input impedance of the oscilloscope ( $R_e = R_g$ ), taking into account the attenuation of ATT<sub>2</sub>.

The value of  $i_{pr}$  corresponds to the difference between the peak value of the reverse current and the extrapolated value of the capacitive current. The value of  $\tau$  is calculated with the formula in 3.2.4.3.2, after having determined the value of  $E_p$  and the value of  $\psi$  (for example, with a curve tracer).

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

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

**Caution:** It should be ascertained that:

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

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

**Example:** Given

$$R_g = 50 \, \Omega$$

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

$$f = 54 \, MHz$$

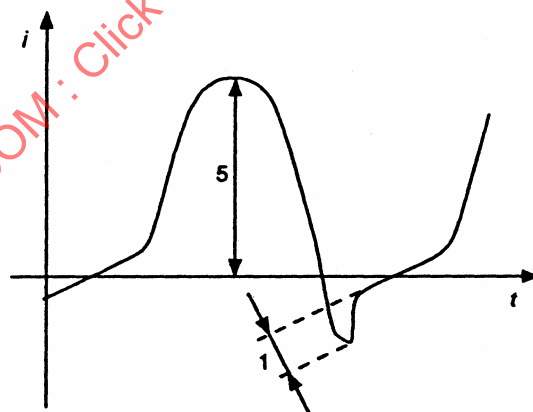
$ATT_1 = 10 \, dB$ ,  $ATT_2 = 20 \, dB$  (these values are generally sufficient to reduce the effect of the mismatch appearing during the cycle after the carrier lifetime measurement).

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

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

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

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



IEC 1142/01

**Figure 25 – Ratio of  $i_{pr}$  to  $i_{pf}$**

From the formula in 3.2.4.3.2, it follows:  $\tau = 500 \, ps$ .

### 3.2.4.3.5 Requirements

The value of  $\tau$  shall be within the limits specified in the relevant specification.

### 3.2.4.3.6 Specified conditions

- Ambient or case temperature.
- Frequency of sine wave generator,  $f$ .
- Peak value of forward current,  $i_{pf}$ .
- Values of the elements of the circuit, and the circuit diagram with values of the elements, if different from Figure 24.

## 4 Mixer diodes and detector diodes

### 4.1 Mixer diodes used in radar applications

#### 4.1.1 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, shall not affect the measurement results when modulation is used.

It is essential to ensure that stray electromagnetic 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.

#### 4.1.2 Terminology and letter symbols

See 4.1.3.3.

### 4.1.3 Essential ratings and characteristics

#### 4.1.3.1 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.

#### 4.1.3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

##### 4.1.3.2.1 Temperatures

##### 4.1.3.2.1.1 Range of operating temperatures

##### 4.1.3.2.1.2 Range of storage temperatures

##### 4.1.3.2.2 Power dissipation (including burn-out energy)

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

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

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

#### 4.1.3.3 Electrical characteristics

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

##### 4.1.3.3.1 Voltage standing wave ratio

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

##### 4.1.3.3.2 IF impedance

Minimum and maximum values under specified conditions

##### 4.1.3.3.3 Conversion loss

Maximum value under specified conditions

##### 4.1.3.3.4 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)

##### 4.1.3.3.5 1/f noise

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

| Categories |   |
|------------|---|
| 1          | 2 |
|            |   |
| +          | + |
| +          | + |
| +          |   |
| +          | + |
| +          |   |
| +          |   |
| +          |   |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
|            | + |

#### 4.1.3.4 Application data

##### 4.1.3.4.1 Maximum external circuit d.c. resistance

##### 4.1.3.4.2 Maximum and recommended values of mean forward current

##### 4.1.3.4.3 Minimum current at specified continuous (direct) forward voltage

##### 4.1.3.4.4 Maximum current at specified continuous (direct) reverse voltage

##### 4.1.3.4.5 Maximum value of noise/temperature ratio under the conditions given in 3.3.4

##### 4.1.3.4.6 Typical curve of overall noise factor versus RF input power (expressed as rectified current) under specified operating conditions

##### 4.1.3.4.7 Typical curve of diode admittance versus frequency, the admittance being given as a normalized value in terms of a specified transmission line impedance

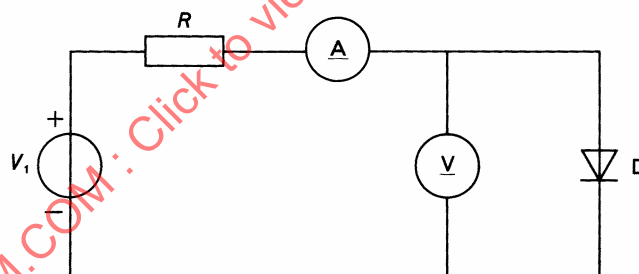
##### 4.1.3.4.8 Typical curve of overall noise factor versus temperature over a specified temperature range

| Categories |   |
|------------|---|
| 1          | 2 |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |

#### 4.1.4 Measuring methods

##### 4.1.4.1 Forward current ( $I_F$ )

##### 4.1.4.1.1 Circuit diagram



IEC 1130/01

#### Key

R protective resistor  
D diode being measured

**Figure 26 – Circuit for the measurement of forward current ( $I_F$ )**

It is essential to use a high-impedance voltmeter.

##### 4.1.4.1.2 Measurement procedure

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

##### 4.1.4.2 Reverse current ( $I_R$ )

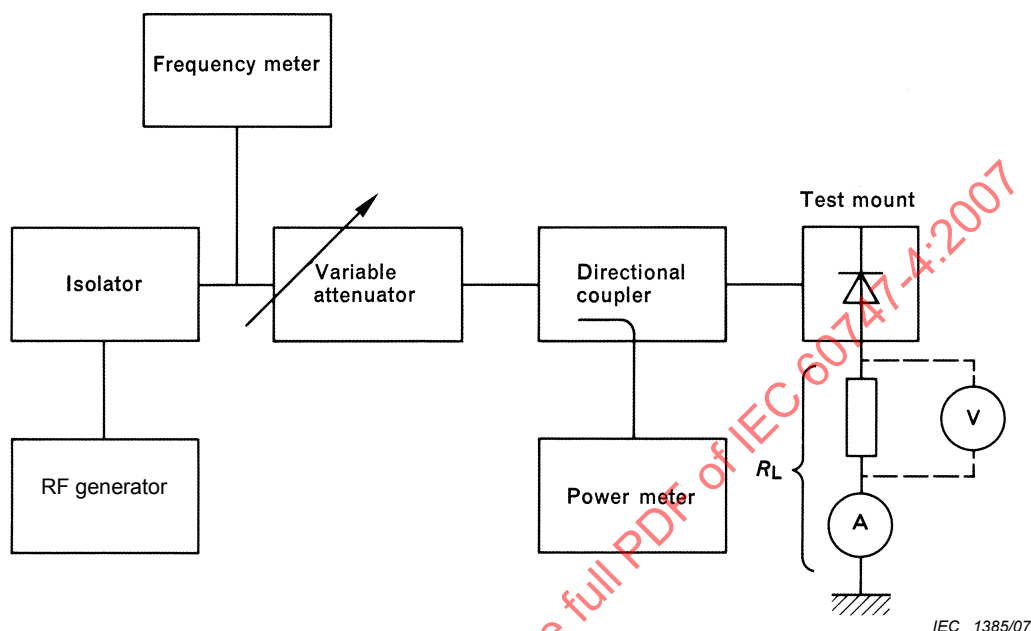
The reverse current is measured with the diode operating under given conditions by the method stated in 3.1.4.1.

#### 4.1.4.3 Rectified current ( $I_0$ )

##### 4.1.4.3.1 Purpose

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

##### 4.1.4.3.2 Circuit diagram



##### Key

$R_L$  diode load resistance of specified value

**Figure 27 – Circuit for the measurement of rectified current ( $I_0$ )**

##### 4.1.4.3.3 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  $\Omega$ .

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.

##### 4.1.4.3.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measuring mount.

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

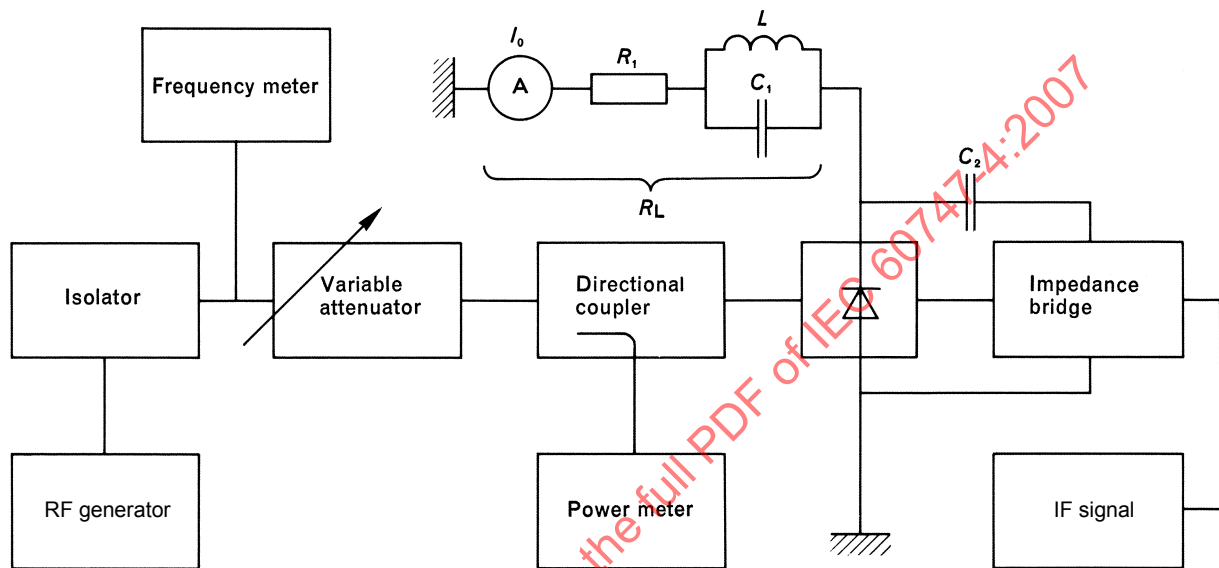
#### 4.1.4.4 Intermediate frequency impedance ( $Z_{if}$ )

##### Purpose

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

##### 4.1.4.4.1 Method 1: Impedance bridge method

##### 4.1.4.4.1.1 Circuit diagram



IEC 1386/07

Figure 28 – Circuit for the measurement of intermediate frequency impedance ( $Z_{if}$ ) in method 1

##### 4.1.4.4.1.2 Circuit description and requirements

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

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

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

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

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

##### 4.1.4.4.1.3 Precautions to be observed

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

#### 4.1.4.4.1.4 Measurement procedure

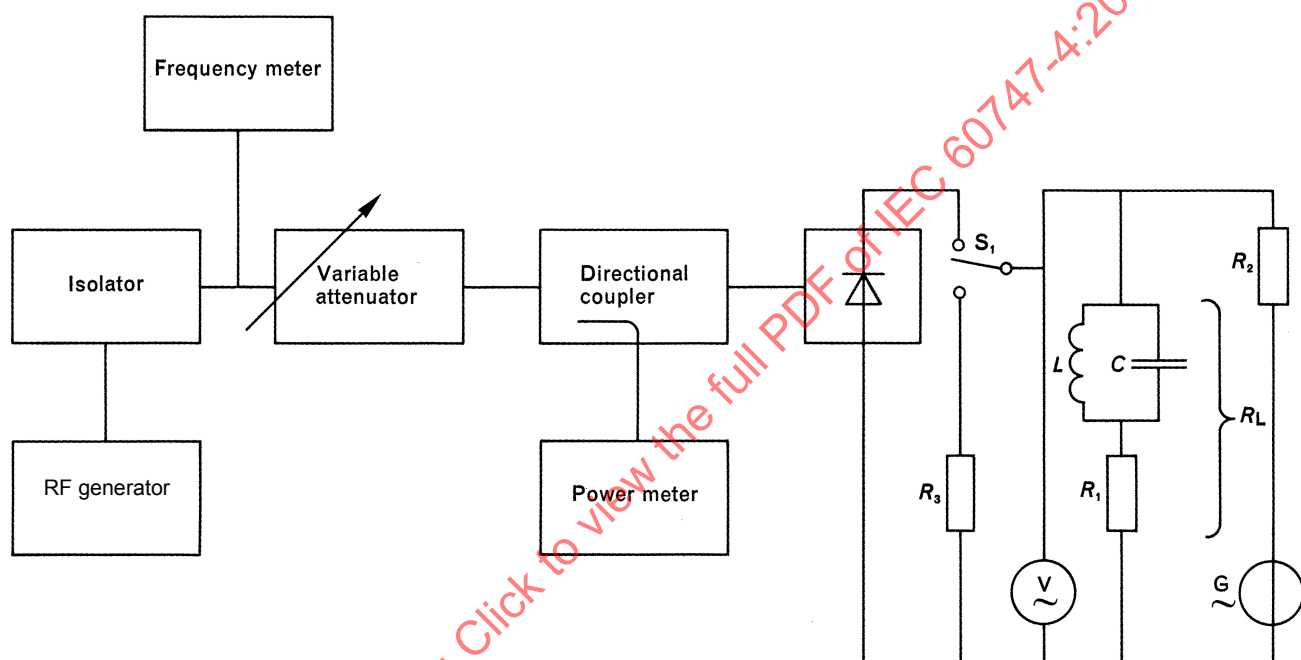
The diode is inserted into the test mount.

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

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

#### 4.1.4.4.2 Method 2: Substitution or comparison method

##### 4.1.4.4.2.1 Circuit diagram



IEC 1387/07

#### Key

G low-frequency generator

**Figure 29 – Circuit for the measurement of intermediate frequency impedance ( $Z_{if}$ ) in method 2**

##### 4.1.4.4.2.2 Circuit description and requirements

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

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

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

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

impedance.

#### **4.1.4.4.2.3      Precautions to be observed**

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

#### **4.1.4.4.2.4      Measurement procedure**

The diode is inserted into the test mount.

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

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

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

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

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

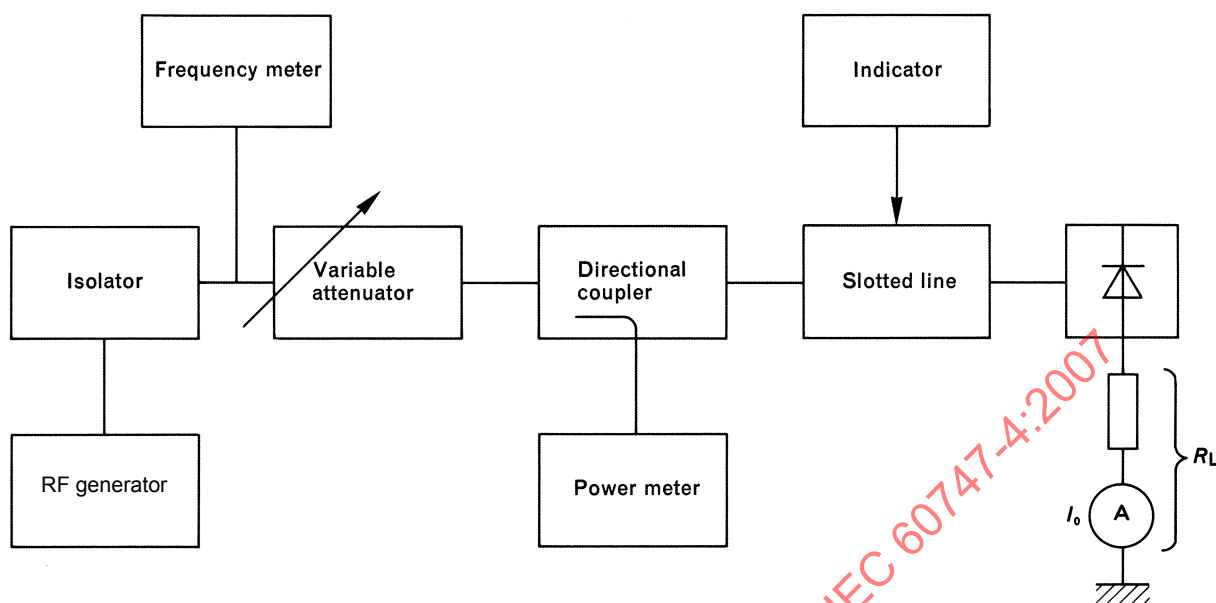
#### **4.1.4.5      Voltage standing wave ratio**

##### **4.1.4.5.1      Purpose**

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

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007

#### 4.1.4.5.2 Circuit diagram



IEC 1388/07

#### Key

$R_L$  stated load resistance

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

**Figure 30 – Circuit for the measurement of voltage standing wave ratio**

#### 4.1.4.5.3 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 VSWR measured are dependent upon the characteristic of the detector used in the indicator; its response to varying power levels shall be checked and calibrated.

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

#### 4.1.4.5.4 Measurement procedure

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

Then:

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

*Alternatively*, an assessment of the VSWR 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:

$$\text{VSWR} = \frac{P_i^{1/2} + P_r^{1/2}}{P_i^{1/2} - P_r^{1/2}} \quad (22)$$

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 shall be taken into account when using equation (22). 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 VSWR 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.

#### 4.1.4.6 Overall noise factor

##### Theory

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

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

where

$N_1$  is the output noise power;

$k$  is the Boltzmann's constant =  $1,38 \times 10^{-23}$  J K<sup>-1</sup>;

$T_0$  is the absolute temperature. in kelvins (taken for convenience as  $293 \pm 5$  K);

$B$  is the effective bandwidth of the network;

$G$  is the power gain of network.

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

$$N_2 = F(k T_0 B G) + N' G$$

and hence:

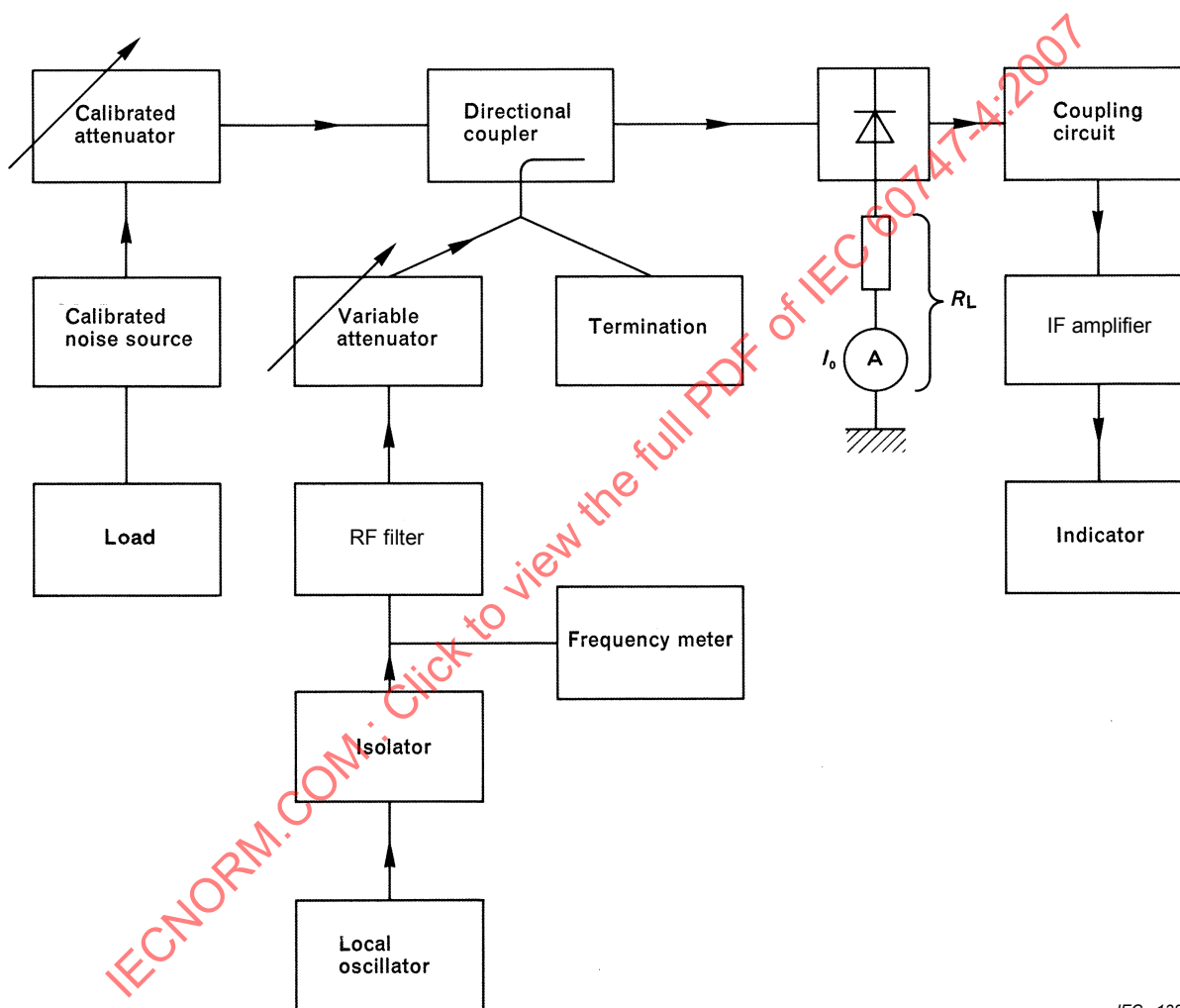
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_0 B}$$

and:

$$F = \frac{N'}{kT_0B} \left[ \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (23)$$

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

*Circuit diagram*



IEC 1389/07

**Figure 31 – Circuit for the measurement of overall noise factor**

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

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

hence

$$F = \left| \frac{T}{T_0} - 1 \right| \left[ \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (24)$$

#### *Circuit description and requirements*

The RF filter shall have a high factor  $Q$  at the local oscillator frequency, in order to provide a minimum stated rejection of the noise sidebands generated in the local oscillator (see 4.1.4.10).

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

The amplifier shall 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:

##### **4.1.4.6.1 Doubling the output method**

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

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

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

Thus:  $N_2 = 2 N_1$ , and equation (23) becomes:  $F_0 = \frac{N'}{k T_0 B} \left[ \frac{1}{a_{rf}} \right]$

where  $a_{rf}$  is the RF attenuation

Since:

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

then:

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

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

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

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

which, expressed in decibels, becomes:

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

where  $a_{rf}$  is expressed in decibels.

#### 4.1.4.6.2 IF attenuation method

The diode is fitted as in 4.1.4.6.1.

In this method, an IF attenuator is included in the circuit (usually between the main and preamplifier sections which make up the amplifier as shown in Figure 31). Care shall be taken to ensure the correct match of the IF attenuator into the circuit.

The method is similar to that in 4.1.4.6.1 except that, when the power from the noise source is applied to the diode by adjustment of the calibrated RF attenuator so as to double the output power, the RF attenuator is adjusted to zero attenuation and the IF attenuator is adjusted to return the power output level shown on the indicator to its original value.

Hence:

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

where  $a_{if}$  is the IF attenuation

Then:

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

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

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

which, expressed in decibels, gives:

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

where  $a_{if}$  is expressed in decibels.

#### 4.1.4.6.3 Output power method

The diode is fitted as in 4.1.4.6.1 and the procedure is similar, except that the doubling of the power output is not required. Any suitable power levels may be shown on the indicator provided that the indicated output power ratio  $N_2/N_1$  is measurable within the square law part of the detector characteristic.

In this case, equation (24) 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:

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

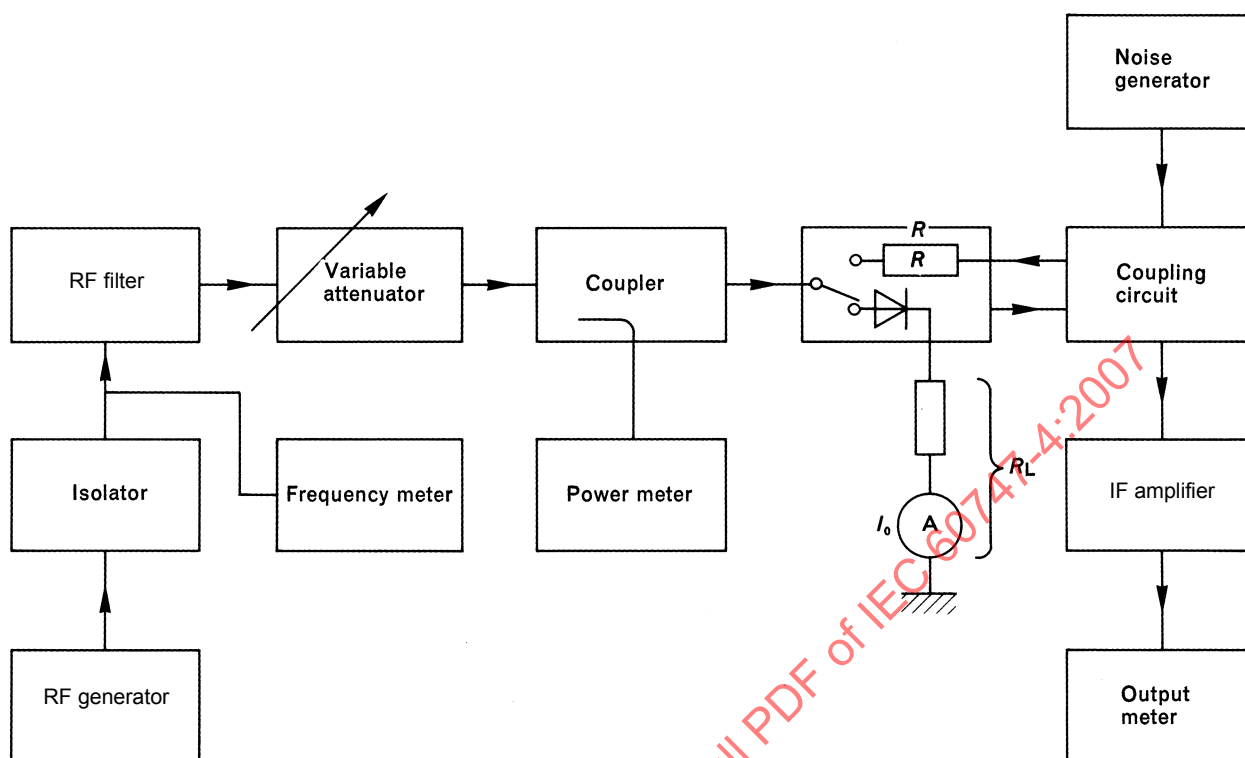
#### 4.1.4.7 Output noise ratio

##### 4.1.4.7.1 Direct measurement method

##### 4.1.4.7.1.1 Purpose

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

#### 4.1.4.7.1.2 Diagram



IEC 1390/07

#### Key

R non-inductive reference resistor

**Figure 32 – Circuit for the measurement of output noise ratio**

#### 4.1.4.7.1.3 Circuit description and requirements

The RF filter and diode measurement mount must conform to the requirements given in 4.1.4.6. If more accuracy is required, means should be provided to tune the coupling circuit for each individual diode. The coupling circuit shall be non-dissipative.

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

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

#### 4.1.4.7.1.4 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

$e$  is the elementary charge ( $1,6 \times 10^{-19}$  C);

$k$  is the Boltzmann's constant ( $1,38 \times 10^{-23}$  J K<sup>-1</sup>);

$I$  is the average (d.c.) anode current of noise diode (A);

$T_o$  is the reference noise temperature (K);

$g$  is the mixer IF output conductance (usually expressed in siemens or ohms of its reciprocal);

$N_2$  is the indicated output with diode input;

$N_1$  is the indicated output with reference resistor input.

If  $N_2 = 2 N_1$ :

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

#### 4.1.4.7.2 Calculated value

As the measured value, as given in 4.1.4.7.1, is so dependent on stringent measurement circuit requirements, it is sometimes more accurate to derive the output noise ratio ( $N_r$ ) from the measurements of overall noise factor ( $F_o$ ) and conversion loss ( $L_c$ ), provided the latter has been measured, in which case:

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

where  $F_{if}$  is the noise factor of IF amplifier.

#### 4.1.4.8 Conversion loss

*Purpose*

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

#### 4.1.4.8.1 DC incremental method

##### 4.1.4.8.1.1 Circuit diagram

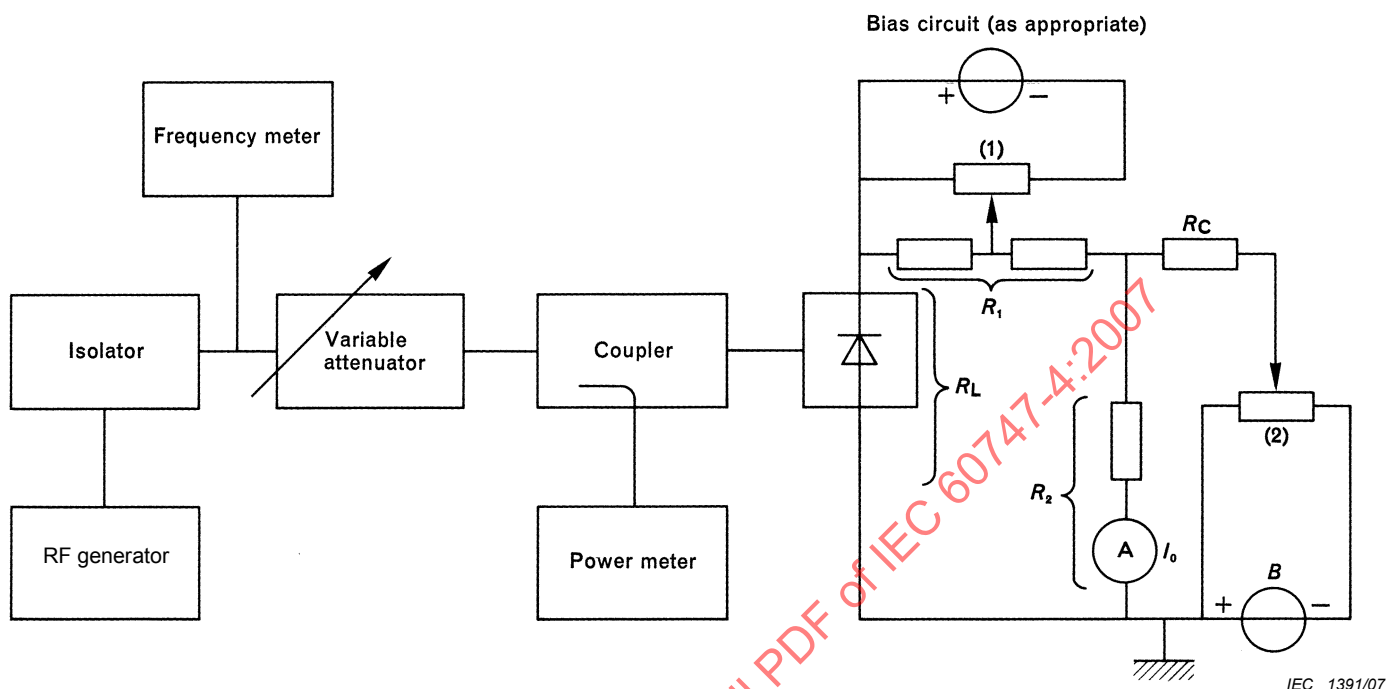


Figure 33 – Circuit for the measurement of conversion loss in d.c. incremental method

##### 4.1.4.8.1.2 Circuit description and requirements

$R_L = R_1 + R_2$  = specified IF load resistance

$R_1$  = specified d.c. load resistance

Both the microwave power meter and the ammeter used to read the rectified current ( $I_0$ ) shall 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.

$R_C$  shall be larger than about 100 k $\Omega$ . 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  $R_1$ .

##### 4.1.4.8.1.3 Precautions to be observed

No special precautions.

##### 4.1.4.8.1.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in Figure 33 and operated under specified conditions. A known low level of microwave power ( $P$ ) is applied to the diode. The potentiometer (2) is adjusted so that the current supplied from the d.c. source ( $B$ ) reduces the indicated rectified current ( $I_0$ ) to zero. The applied microwave power is then changed by a small amount ( $\Delta P$ ) and the resulting small change in rectified current ( $\Delta I_0$ ) is measured.

The conversion loss is then derived from the expression:

$$L_c = \frac{2}{P_0 R_L^2 \frac{1}{Z_{if}} \left[ \frac{\Delta I_0}{\Delta P} \right]^2 \left[ \frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_{if}} \right]^2}$$

where

$\Delta P$  is the small change in microwave power;

$\Delta I_0$  is the corresponding change in rectified current;

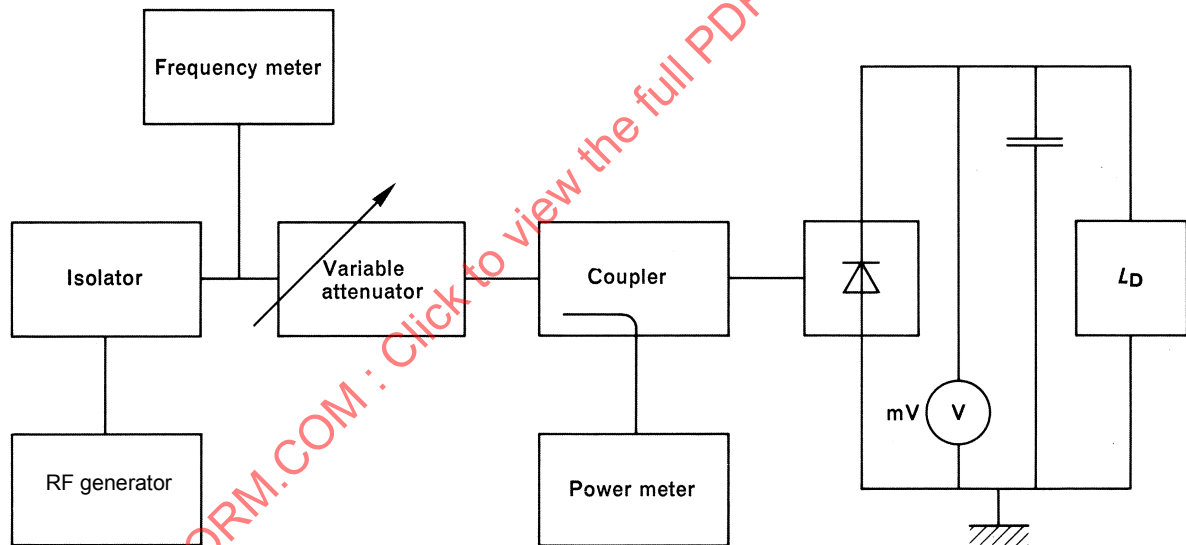
$P_0$  is the average power  $P + \frac{\Delta P}{2}$ ;

$Z_{if}$  is the IF impedance of standard diode.

The d.c. incremental method is not readily adapted for rapid production testing, but it is used mainly to establish an absolute calibration of standard diodes. These standard diodes may then be used to calibrate the amplitude modulation method (see 4.1.4.8.2).

#### 4.1.4.8.2 Amplitude modulation method

##### 4.1.4.8.2.1 Circuit diagram



IEC 1392/07

#### Key

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

**Figure 34 – Circuit for the measurement of conversion loss in amplitude modulation method**

##### 4.1.4.8.2.2 Circuit description and requirements

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

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

(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.

#### 4.1.4.8.2.3 Precaution

Modulation coefficient shall not exceed 10 %.

#### 4.1.4.8.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the measurement circuit as shown in Figure 34, and operated under specified conditions. The microwave power incident upon the diode is modulated in amplitude at a specified low frequency by a specified amount. The modulation envelope is detected by the diode and an a.c. voltage developed across the diode load. Knowing the percentage of modulation and the signal source power, the conversion loss may be obtained from:

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

where

$m$  is the modulation coefficient (not more than 10 %);

$P$  is the mean power on the diode;

$R_L$  is the load resistance of the diode;

$V$  is the low-frequency a.c. voltage across  $R_L$ .

This method may be used as an absolute measurement or as a relative comparison method. In the case of a relative assessment, standard diodes as obtained using the d.c. incremental method (4.1.4.8.1) 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.

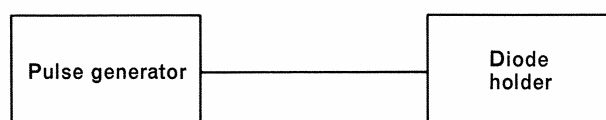
However, if the amplitude modulation method is used to obtain absolute measurements, it is essential to obtain an accurate measurement of  $m$ ,  $P$  and  $R_L$ .

#### 4.1.4.9 Burnout energy

##### 4.1.4.9.1 Purpose

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

##### 4.1.4.9.2 Circuit diagram



IEC 1139/01

Figure 35 – Block diagram of burnout energy measurement circuit

##### 4.1.4.9.3 Circuit description and requirements

The pulse or RF generator is matched to the transmission line connected to the diode

measuring mount. The specified power or pulse energy is the power or energy available from the transmission line. The actual dissipation within the diode depends on the transmission line impedance and on the measuring mount geometry, both of which must be specified.

#### **4.1.4.9.4 Precautions to be observed**

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

If the test is carried out using low repetition rates, less than 200 Hz, a mercury-wetted relay type switch is recommended.

#### **4.1.4.9.5 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.

##### **4.1.4.9.5.1 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.

##### **4.1.4.9.5.2 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.

##### **4.1.4.9.5.3 Burnout by continuous wave (CW) or by RF pulses**

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

#### **4.1.4.10 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 (NTR) noise temperature ratio ( $t_o$ ) at the mixed output may be expressed by:

$$t_o = \frac{N \text{ (W/MHz)}}{L_c \times kTB}$$

where  $L_c$  is the conversion loss of the mixer as power ratio.

A 290 K and at  $4 \times 10^{-15}$  (W/MHz):

$$t_o = \frac{N}{L_c \times 4 \times 10^{-15}}$$

If, for example, the conversion loss ( $L_c$ ) of the diode is 6,3 dB, this is equivalent to 4,3 times in power, and

$$t_o = \frac{N}{17,2 \times 10^{-15}}$$

The overall noise factor ( $F$ ), with no local oscillator noise, is given by:

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

where

$N_{if}$  is the receiver noise factor value;

$t_r$  is the mixer diode N.T.R. value;

both expressed as power ratios.

This expression may be written as  $L_c t_1$ , where  $t_1$  is equal to the term within brackets.

If it is desired to reduce the noise power contributed by the local oscillator in the diode output by  $n$  times, the new value of  $t_o$ , say  $t_o^1$ , is given by  $t_1/n$ .

Hence:

$$\frac{t_o}{t_o^1} = \frac{Nn}{4L_c t_1 \times 10^{-15}} \quad (25)$$

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

$f_{if}$  is the IF frequency of receiver;

$Q_L$  is the loaded Q of cavity;

$f_o$  is the cavity resonant frequency.

Combining this expression with equation (25) gives:

$$\frac{1}{1 + \left[ \frac{2 f_{if} Q_L}{f_o} \right]^2} = \frac{4 L_c t_1 \times 10^{-15}}{Nn}$$

and

$$Q_L = \frac{f_o}{2f_{if}} \left[ \frac{Nn}{4L_c t_1 \times 10^{-15}} - 1 \right]^{1/2}$$

EXAMPLE:

Required to reduce the noise contributed by a local oscillator by 10 times.

Noise power from local oscillator ( $N$ ) =  $8 \times 10^{-13}$  W/MHz for a given diode drive.

Diode conversion loss ( $L_c$ ) = 6,3 dB = 4,3 times.

Diode NTR ( $t_r$ ) = 1,2 times.

Receiver noise factor = 2 dB ( $N_{if}$ ) = 1,6 times.

Receiver IF frequency ( $f_{if}$ ) = 30 MHz.

Local oscillator operates at 10 GHz ( $f_o$ ).

Then:

$$t_1 = 1,6 - 1 + 1,2 = 1,8$$

$$Q_L = \frac{10^{10}}{2 \times 30 \times 10^6} \left[ \frac{8 \times 10^{-13} \times 10^1}{4,3 \times 4 \times 10^{-15} \times 1,8} - 1 \right]^{1/2} = 2\,680$$

#### 4.1.4.11 IF amplifier noise figure

##### Measurement procedure

The noise figure of the IF amplifier may be determined by the procedure given in 4.1.4.6.1. The circuit arrangement, centre frequency and bandwidth are determined by the IF frequency required.

The noise figure of the amplifier can be expressed as follows:

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

which, when  $N_2 = 2N_1$  adjustment as in 4.1.4.6.1, becomes:

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

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

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

Then:

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

and where

$I$  is the noise diode current, in amperes;

$R$  is the amplifier input resistance, in ohms.

## 4.2 Mixer diodes used in communication applications

### 4.2.1 General

See 4.1.1.

### 4.2.2 Terminology and letter symbols

See 4.1.2.

### 4.2.3 Essential ratings and characteristics

#### 4.2.3.1 General

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

- Category A: discrete diode.
- Category B: diode element mounted on a substrate or integrated with a waveguide.

NOTE This includes those circuits which contain passive elements, such as d.c. bias supply circuits, d.c. protection circuits, directional couplers, filters, etc.; balanced types are also included. Circuits containing active elements, such as transistors, oscillator diodes, etc. are not included.

- Subcategory P: point contact diode.
- Subcategory S: Schottky barrier diode.

#### 4.2.3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

##### 4.2.3.2.1 Temperatures

##### 4.2.3.2.1.1 Range of operating temperatures

##### 4.2.3.2.1.2 Range of storage temperatures

##### 4.2.3.2.2 Current

Maximum mean forward current under specified conditions at 25 °C

##### 4.2.3.2.3 Power dissipation (including burn-out energy)

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

##### 4.2.3.2.5 Maximum burn-out energy by single pulse under specified conditions at 25 °C

#### 4.2.3.3 Electrical characteristics

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

##### 4.2.3.3.1 Terminal capacitance

Typical value under specified conditions

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

|                                                                                                                      |                                                                                                                                       | Categories |   |          |          |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|---|----------|----------|
|                                                                                                                      |                                                                                                                                       | A          |   | B        |          |
|                                                                                                                      |                                                                                                                                       | P          | S | P        | S        |
| <b>4.2.3.3.2 Forward current</b>                                                                                     | Minimum value at specified voltage                                                                                                    |            | + |          |          |
| <b>4.2.3.3.3 Reverse current</b>                                                                                     | Maximum value at specified reverse voltage                                                                                            |            | + |          |          |
| <b>4.2.3.3.4 Ratio of the forward current at two specified bias voltages, or coefficient <math>n</math> (note 2)</b> | Typical value                                                                                                                         |            | + |          |          |
| <b>4.2.3.3.5 Voltage standing wave ratio</b>                                                                         | 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) |
| <b>4.2.3.3.6 IF impedance</b>                                                                                        | Minimum and maximum values under specified conditions (note 3)                                                                        | +          | + | +        | +        |
|                                                                                                                      |                                                                                                                                       |            |   | (note 5) | (note 5) |
| <b>4.2.3.3.7 Conversion loss</b>                                                                                     | Typical value under specified conditions (note 3)                                                                                     | +          | + | +        | +        |
|                                                                                                                      |                                                                                                                                       |            |   | (note 5) | (note 5) |
| <b>4.2.3.3.8 Overall noise factor</b>                                                                                | Maximum value under specified conditions (notes 3 and 6)                                                                              | +          | + | +        | +        |
| <b>4.2.3.3.9 Isolation</b>                                                                                           | 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                                                                      |            |   | +        | +        |
| <b>4.2.3.4 Application data</b>                                                                                      |                                                                                                                                       |            |   |          |          |
| <b>4.2.3.4.1 Recommended mean forward current, under specified operating conditions</b>                              |                                                                                                                                       | +          | + | +        | +        |
| <b>4.2.3.4.2 Series inductance</b>                                                                                   | Typical value                                                                                                                         | +          | + |          |          |
| <b>4.2.3.4.3 Output noise temperature ratio</b>                                                                      | Typical value                                                                                                                         | +          | + | +        | +        |

NOTE 1 If the diode is integrated with the elements of the d.c. circuits such as bias supply circuit or bias protection circuit, the overall value should include the effect of this d.c. circuit.

NOTE 2 "n" is defined by:

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

where

$i$  is the diode forward current;

$i_s$  is the reverse saturation current;

$q$  is the electron charge;

$V$  is the applied bias voltage;

$k$  is the Boltzmann's constant;

$T$  is the absolute temperature.

NOTE 3 The device holder should be specified by the manufacturer.

NOTE 4 If input signal and local oscillator terminals are separated, the voltage standing wave ratio for each terminal should be given. In this case, the frequencies should be specified for each terminal.

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

NOTE 6 The noise factor  $F_o$  should be determined for an assumed or actual  $F_{if}$  of 1,5 dB.

#### 4.2.4 Measuring methods

See 4.1.4.1 to 4.1.4.9.

#### 4.3 Detector diodes

(Under consideration.)

### 5 Impatt diodes

#### 5.1 Impatt diodes amplifiers

##### 5.1.1 General

(To be defined.)

##### 5.1.2 Terms and definitions

For the purposes of this clause, the following terms and definitions apply.

##### 5.1.2.1 Terms and letter symbols

###### 5.1.2.1.1 Temperature

Storage temperature  $T_{stg}$

Case operating temperature  $T_{case}$

Resonant structure ambient operating temperature  $T_{amb}$

Resonant structure body operating temperature  $T_{MB}$

###### 5.1.2.1.2 Voltage

Breakdown voltage  $V_{(BR)}$

Operating voltage  $V_{OP}$

#### 5.1.2.1.3 Current

Reverse current  $I_R$

Operating current  $I_{OP}$

Continuous current  $I_A$

Peak transient current  $I_{AM}$

#### 5.1.2.1.4 Power

Power dissipation  $P_D$

Output power (for a defined oscillator structure)  $P_o$

Added output power (for a defined amplifier structure)  $P_{o\ add}$

Output power change with current  $\Delta P_{o(\Delta I)}$

Spurious output power  $P_{sp}$

#### 5.1.2.1.5 Capacitance and resistance

Case capacitance  $C_{case}$

Junction capacitance  $C_j$

Total capacitance  $C_{tot}$

Junction-to-case thermal resistance  $R_{th(j-c)}$

#### 5.1.2.1.6 Frequency

Minimum frequency of mechanical tuning range  $f_{minM}$

Maximum frequency of mechanical tuning range  $f_{maxM}$

Minimum frequency of electrical tuning range  $f_{minE}$

Maximum frequency of electrical tuning range  $f_{maxE}$

Frequency change with current  $\Delta f_{(\Delta I)}$

Frequency change at turn-on  $\Delta f_{on}$

Change of frequency with temperature  $\Delta f_{(\Delta T)}$

Change of output power with temperature  $\Delta P_{o(\Delta T)}$

Change of frequency with load impedance (of an oscillator)  $\Delta f_{(\Delta Z)}$

Change of output power with load impedance  $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Injection locking range

The range of frequencies of an injected signal to which the oscillator will lock

Minimum injection locking frequency  $f_{minL}$

Maximum injection locking frequency  $f_{maxL}$

Oscillator conversion efficiency  $\eta$ ,  $\eta_{OSC}$

The ratio of RF power output to the d.c. input power

Power-added efficiency (for amplifiers or locked oscillators in an FM system)  $\eta$ ,  $\eta_{add}$

The ratio of the difference between the RF output power and the input power to the d.c. input power

### 5.1.2.1.7 Other parameters

FM spot noise figure  $F_{\text{fm}}$

Double sideband AM spot noise figure  $F_{\text{am}}$

RF sum-on time  $t_{\text{onRF}}$

### 5.1.2.2 Complementary definitions

#### 5.1.2.2.1 Temperature

##### resonant-structure ambient operating temperature

$T_{\text{amb}}$

air temperature measured under operating conditions below the resonant structure in an environment of substantially uniform temperature, cooled only by natural air convection and not materially affected by reflective and radiant surfaces

##### resonant-structure body operating temperature

$T_{\text{MB}}$

temperature measured under operating conditions at a specified reference point on the body surface of the resonant structure

#### 5.1.2.2.2 Voltage

##### operating voltage (of an Impatt diode)

$V_{\text{OP}}$

voltage across the terminals that results from the flow of operating current

#### 5.1.2.2.3 Current

##### operating current (of an Impatt diode)

$I_{\text{OP}}$

current in the avalanche region at which the diode operates

#### 5.1.2.2.4 Power

##### output power (for a defined amplifier structure)

$P_{\text{o}}$

power delivered to a matched termination at the output terminals of the oscillator structure

##### added output power (for a defined amplifier structure)

$P_{\text{o add}}$

power contributed by the amplifier structure to the output power (i.e. RF input power is excluded)

##### spurious output power

$P_{\text{sp}}$

total integrated output power excluding the power at the fundamental frequency

#### 5.1.2.2.5 Capacitance

##### case capacitance

$C_{\text{case}}$

capacitance between the terminals of the diode case with no die installed

#### 5.1.2.2.6 Frequency

##### frequency change at turn-on (for an oscillator)

$\Delta f_{\text{on}}$

frequency change from an initial value immediately following the application of power to the value finally reached

NOTE For specification purposes, it must be indicated how the initial value of frequency is defined.

#### 5.1.2.2.7 Other parameters

##### FM spot noise figure

$F_{fm}$

ratio of:

- a) FM output noise power unit bandwidth (spectral density) at a single output frequency when the noise temperature of all input terminations is equal to the reference noise temperature  $T_0$  at all frequencies that contribute to the output noise,  
to:
- b) that part of item a) caused by the noise of the signal-input termination at the signal-input frequency

NOTE 1 FM noise is that part of the total noise that is detected by a system that responds only to frequency modulation.

NOTE 2 The word "spot" has been introduced in the title to be consistent with 702-08-57 of IEC 60050-702:1992.

##### double sideband AM spot noise figure

$F_{am}$

ratio of:

- 1) AM output noise power per unit bandwidth (spectral density) at a single output frequency when the noise temperature of all input terminations is equal to the reference noise temperature  $T_0$  at all frequencies that contribute to the output noise,  
to:
- 2) that part of item 1) caused by the noise of the signal input termination at the signal input frequency

NOTE 3 AM noise is that part of the total noise that is detected by a system that responds only to amplitude modulation.

##### RF turn-on time

$t_{onRF}$

for a free-running oscillator, the time taken from switch-on to reach a specified frequency

for a locked oscillator or amplifier, the time taken from switch-on to reach a specified output power

#### 5.1.3 Essential ratings and characteristics

##### 5.1.3.1 General

The ratings of the electrical characteristics should be stated, either at ambient-rated temperature, or at case-related temperature.

##### 5.1.3.2 Ratings (limiting values)

##### 5.1.3.2.1 Temperature

##### 5.1.3.2.1.1 Storage temperature

Minimum and maximum values.

##### 5.1.3.2.1.2 Case operating temperature

Minimum and maximum values.

NOTE One of the temperatures given in 3.4.1 may be specified as an alternative.

**5.1.3.2.2 Power dissipation**

Maximum value at specified case temperature.

**5.1.3.2.3 Continuous current**

Maximum value in the avalanche region.

**5.1.3.2.4 Peak transient current**

Maximum value in the avalanche region, for specified pulse duration.

**5.1.3.3 Characteristics**

The following characteristics should be given at a case temperature of 25 °C.

**5.1.3.3.1 Breakdown voltage**

Minimum and maximum values, at specified reverse current.

**5.1.3.3.2 Reverse current**

Maximum value, at specified reverse voltage below the minimum breakdown voltage.

**5.1.3.3.3 Total capacitance**

Minimum and maximum values, under specified bias voltage conditions.

**5.1.3.3.4 Junction-to-case thermal resistance**

Maximum value.

**5.1.3.4 Additional ratings and characteristics**

When the diode is specified for use in a defined resonant structure, the following additional ratings and characteristics should be given.

**5.1.3.4.1 Ratings (limiting values)**

Either:

**5.1.3.4.1.1 Resonant structure ambient operating temperature**

Minimum and maximum values.

Or:

**5.1.3.4.1.2 Resonant structure body operating temperature**

Minimum and maximum values at a specified reference point.

**5.1.3.4.2 Characteristics**

The following characteristics of the avalanche diode and its defined resonant structure should be given at an ambient or structure body temperature of 25 °C unless otherwise stated.

**5.1.3.4.2.1 Operating voltage**

Maximum value, at specified operating current(s).

#### **5.1.3.4.2.2 Output power (for a defined oscillator structure)**

Minimum and, where appropriate, maximum values, at specified diode operating current(s) and, if applicable, over the specified mechanical or electrical tuning range and at a specified voltage standing wave ratio (VSWR).

#### **5.1.3.4.2.3 Added output power (for a defined amplifier structure)**

Minimum and, where appropriate, maximum values, at specified diode operating current(s) and, if applicable, over the specified mechanical or electrical tuning range and at a specified VSWR.

The following characteristics should be given where applicable.

#### **5.1.3.4.2.4 Tuning range (mechanical)**

Minimum and maximum frequencies at specified operating current.

#### **5.1.3.4.2.5 Tuning range (electrical)**

Minimum and maximum frequencies over a specified tuning diode voltage range and at a specified operating current.

#### **5.1.3.4.2.6 Frequency change with operating current**

Minimum or maximum value over a specified operating current range.

#### **5.1.3.4.2.7 Output power change with current**

Maximum value over a specified operating current range.

#### **5.1.3.4.2.8 FM noise figure**

Maximum value under specified conditions, preferably selected from the following:

Bandwidth: 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz or 1 kHz  
and 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz or 10 MHz for carrier.

#### **5.1.3.4.2.9 Double sideband AM noise figure**

Maximum value under specified conditions, preferably selected from those in 5.1.3.4.2.8.

#### **5.1.3.4.2.10 Frequency change at turn-on**

Maximum value under specified conditions.

#### **5.1.3.4.2.11 Spurious output power(s)**

Maximum value(s), at specified frequencies and under specified conditions.

**5.1.3.4.2.12 Frequency change with temperature**

Maximum value over the operating temperature range, under specified conditions.

**5.1.3.4.2.13 Output power change with temperature**

Maximum value over the operating temperature range, under specified conditions.

**5.1.3.4.2.14 Frequency change with load impedance variation**

Maximum value for a specified voltage standing wave ratio (VSWR), all phases.

**5.1.3.4.2.15 Output power change with load impedance variation**

Maximum value for a specified VSWR all phases.

**5.1.3.4.2.16 RF turn-on time**

Maximum value under specified conditions.

**5.1.3.4.2.17 Injection locking range**

Minimum and maximum injection locking frequencies at specified injection locking power.

**5.1.3.4.2.18 Continuous (direct) to RF conversion efficiency (for oscillators)**

Minimum value under specified conditions.

**5.1.3.4.2.19 Power-added efficiency (for amplifiers)**

Minimum value under specified conditions.

**5.1.3.5 Supplementary information****5.1.3.5.1 Case capacitance**

Typical value.

**5.1.3.5.2 Junction capacitance**

Typical value under specified conditions.

**5.2 Impatt diodes oscillators**

(Under consideration).

**6 Gunn diodes****6.1 General**

(Under consideration).

## 6.2 Terms and definitions

For the purposes of this clause, the following terms and definitions apply.

### 6.2.1 pulse breakdown voltage (of a Gunn diode)

$V_{(BR)}$

lowest value of the voltage under specified pulse conditions at which the resistance of the diode decreases suddenly

## 6.3 Essential ratings and characteristics

(Under consideration).

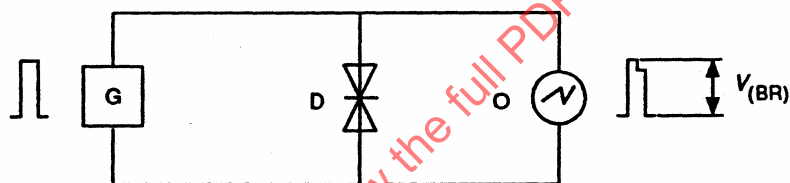
## 6.4 Measuring methods

### 6.4.1 Pulse breakdown voltage $V_{(BR)}$

#### 6.4.1.1 Purpose

To measure the threshold voltage of a Gunn diode under the specified conditions.

#### 6.4.1.2 Circuit diagram



IEC 1143/01

#### Key

$V_{(BR)}$  pulse breakdown voltage

**Figure 36 – Circuit for the measurement of pulse breakdown voltage**

#### 6.4.1.3 Circuit description and requirements

D is the diode being measured

G is the nanosecond pulse generator

O is the oscilloscope

#### 6.4.1.4 Measurement procedure

The input pulse is applied to the diode by the pulse generator, G.

Increase the amplitude of the input pulse until the back-porch of the pulse observed on the oscilloscope drops abruptly.

Immediately prior to this time the voltage across the diode is the threshold voltage of the Gunn diode.

#### 6.4.1.5 Specified conditions

Ambient temperature

Pulse duration

Pulse duty factor

#### 6.4.1.6 Precautions

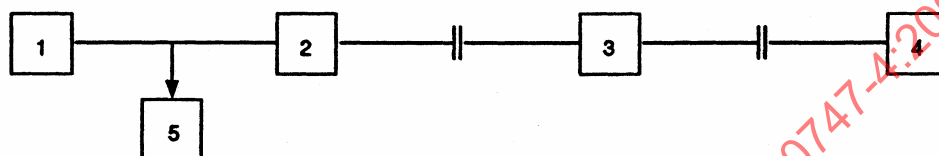
The pulse duration and duty cycle shall be chosen to prevent the permanent change of characteristics or destruction of the device.

#### 6.4.2 Threshold voltage

##### 6.4.2.1 Purpose

To measure the threshold voltage of a Gunn diode under specified conditions.

##### 6.4.2.2 Circuit diagram



IEC 1144/01

##### Key

- 1 voltage generator
- 2 cavity with the diode being measured
- 3 variable attenuator
- 4 oscillation indicator (power meter or detector chamber with a microammeter or a stroboscopic oscilloscope)
- 5 d.c. voltage meter

**Figure 37 – Circuit for the measurement of threshold voltage**

##### 6.4.2.3 Circuit description and requirements

For proper measurement it is necessary to have a cavity chamber, the design of which is specified for each type of diode.

The cavity chamber shall meet the following requirements:

- have adjustment elements enabling visual oscillation mode of a diode to be observed within the specified frequency band;
- ensure a specified microwave frequency coupling in the diode supply circuit;
- ensure the heat removal from the diode in the operating conditions. In this case the critical holding temperature should not exceed a specified maximum rating for a particular type of diode. The input resistance of the voltage source should not exceed 10 % of the diode resistance.

##### 6.4.2.4 Measurement procedure

The diode is inserted into the cavity. The supply voltage is gradually increased until oscillation occurs. The moment when the oscillation occurs is defined by the indicator (4). The cavity is adjusted to the maximum indicator reading. When the indicator is overloaded, an attenuator is used. The supply voltage is reduced to zero. These operations are repeated until the minimum voltage value at which oscillation occurs is achieved. The threshold voltage value is read on the d.c. voltage meter at the moment when the oscillation occurs.

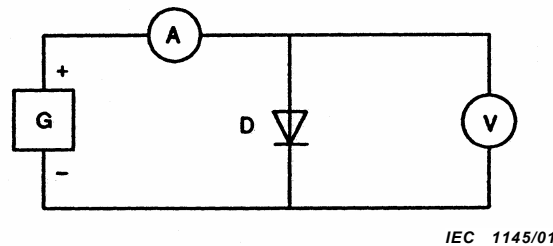
### 6.4.3 Resistance

#### 6.4.3.1 Voltmeter-ammeter method

##### 6.4.3.1.1 Purpose

To measure the resistance of a Gunn diode under specified conditions.

##### 6.4.3.1.2 Circuit diagram



##### Key

- G d.c. generator
- A d.c. ammeter
- V d.c. voltmeter
- D diode being measured

**Figure 38 – Circuit for the measurement of resistance in voltmeter-ammeter method**

##### 6.4.3.1.3 Circuit description and requirements

The input resistance of the voltmeter should be high with respect to the maximum resistance of the diode.

##### 6.4.3.1.4 Measurement procedure

The measuring current shall be significantly lower than the threshold current,  $I_{TO}$ .

Take into account the voltage drop on wires and terminals connecting the diode to the measurement circuit.

For this purpose the voltage drop on the short-circuited terminals of the diode holder is measured.

The resistance of a Gunn diode is calculated by the formula:

$$R = \frac{U}{I}$$

where

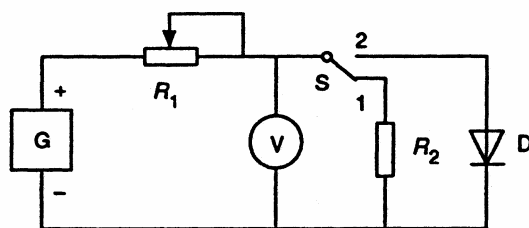
$R$  is the resistance of the diode being measured;

$U$  is the voltage drop on the diode being measured;

$I$  is the current through the diode being measured.

### 6.4.3.2 Alternative method

#### 6.4.3.2.1 Circuit diagram



IEC 1146/01

#### Key

|       |                      |
|-------|----------------------|
| G     | d.c. generator       |
| $R_1$ | variable resistor    |
| V     | d.c. voltmeter       |
| S     | switch               |
| $R_2$ | calibrated resistor  |
| D     | diode being measured |

**Figure 39 – Circuit for the measurement of resistance in alternative method**

#### 6.4.3.2.2 Circuit description and requirements

The internal resistance of the d.c. generator (G and  $R_1$ ) should be high with respect to the maximum resistance of the diode. The value of the variable resistor,  $R_1$ , is chosen so that the current through the diode can be adjusted within  $\pm 10\%$ .

The resistance of the calibrated resistor,  $R_2$ , should not be less than the maximum rating of the diode resistance.

#### 6.4.3.2.3 Measurement procedure

The switch S is set in position 1 and the meter scale is calibrated by the resistor,  $R_1$ .

Then the switch S is set in position 2 and the resistance value is read on the meter scale.

## 7 Bipolar transistors

### 7.1 General

This clause provides terms and definitions, essential ratings and characteristics, measuring methods, and verifying methods for bipolar transistors used in microwave applications. For general items of bipolar transistors, refer to IEC 60747-7.

### 7.2 Terms and definitions

For the purposes of this clause, the following terms and definitions apply:

#### 7.2.1

##### output power at 1dB gain compression

$P_{O(1dB)}$

See 8.2.13.

### 7.2.2

#### output power

$P_o$

See 3.3 of IEC 60747-16-2:2002.

### 7.2.3

#### power gain at 1dB gain compression

$G_{p(1dB)}$

See 8.2.14.

### 7.2.4

#### power-added efficiency

$\eta_{add}$

See 8.2.15.

### 7.2.5

#### collector efficiency

$\eta_c$

ratio of output power to d.c. input power of collector

NOTE This ratio is normally expressed as a percentage.

### 7.2.6

#### noise figure

$F$

See 702-08-57 of IEC 60050-702:1992.

### 7.2.7

#### associated gain

$G_{as}$

See 8.2.23.

### 7.2.8

#### minimum noise figure

$F_{min}$

See 8.2.21.

### 7.2.9

#### source reflection factor for minimum noise figure

$\Gamma_{GFmin}$

source reflection factor that gives minimum noise figure

NOTE 1 For source reflection coefficient (factor), see 3.5.3.3 of IEC 60747-7:2000.

NOTE 2 The symbol " $\Gamma_{opt}$ " is still in common use for the source reflection factor for minimum noise figure.

### 7.2.10

#### equivalent input noise resistance

$R_n$

quotient of the equivalent input noise voltage and the equivalent input noise current (see 3.4.5 and 3.4.6 of IEC 60747-1:2006).

### 7.2.11

#### maximum frequency of oscillation

$f_{max}$

See 3.4.14 of IEC 60747-7:2000.

**7.2.12****transition frequency** $f_T$ 

See 3.4.15 of IEC 60747-7:2000.

**7.2.13****frequency of unity current transfer ratio** $f_1$ 

See 3.4.16 of IEC 60747-7:2000.

**7.2.14****maximum available gain** $G_{a(max)}$ 

See 8.2.8.

NOTE The abbreviation "MAG" is in common use for the maximum available gain.

**7.2.15****maximum stable gain** $G_{ms}$ 

magnitude of the ratio of  $S_{21}$  in common emitter configuration, to  $S_{12}$  in common emitter configuration, the output terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$

NOTE The abbreviation "MSG" is in common use for the maximum available gain.

**7.2.16****insertion power gain** $|S_{21e}|^2$ 

magnitude squared of  $S_{21}$  in common emitter configuration, the output terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$

**7.2.17****input power at the intercept point (for intermodulation products)** $P_{i,n(IP)}$ 

input power at intersection between the extrapolated output powers of the fundamental component and  $n$ th order intermodulation components, when the extrapolation is carried out in a diagram showing the output power of the components (in decibels) as a function of the input power (in decibels)

NOTE The abbreviation " $IIP_n$ " is in common use for the input power at the intercept point (for intermodulation products).**7.2.18****output power at the intercept point (for intermodulation products)** $P_{o,n(IP)}$ 

output power at intersection between the extrapolated output powers of the fundamental component and  $n$ th order intermodulation components, when the extrapolation is carried out in a diagram showing the output power of the components (in decibels) as a function of the input power (in decibels)

NOTE The abbreviation " $OIP_n$ " is in common use for the output power at the intercept point (for intermodulation products).**7.2.19****intermodulation distortion** $P_1/P_n$ 

See 3.7 of IEC 60747-16-1:2007.

NOTE The abbreviation " $IMD_n$ " is in common use for the  $n$ th order intermodulation distortion.

**7.2.20****load mismatch tolerance** $\Psi_L$ 

maximum load VSWR in the range where the device amplifies the input signal with no oscillation and no spurious intensity and/or no discontinuity of the frequency response at all phase angles with specified conditions

**7.2.21****source mismatch tolerance** $\Psi_S$ 

maximum source VSWR in the range where the device amplifies the input signal with no oscillation and no spurious intensity and/or no discontinuity of the frequency response at all phase angles with specified conditions

**7.2.22****load mismatch ruggedness** $\Psi_R$ 

maximum load VSWR in the range where the device withstand load mismatch with no degradation at all phase angles with specified conditions

**7.3 Essential ratings and characteristics****7.3.1 General**

This subclause gives ratings and characteristics required for specifying microwave bipolar transistors.

Microwave bipolar transistors are divided into two categories:

- category A: power devices;
- category B: small power signal devices.

**7.3.2 Limiting values (absolute maximum rating system)****7.3.2.1 Electrical limiting values**

Limiting values shall be specified as shown in Table 1:

**Table 1 – Electrical limiting values**

| Subclause | Parameters                                                                         | Min. | Max. |
|-----------|------------------------------------------------------------------------------------|------|------|
| 7.3.2.1.1 | Collector-base voltage with zero emitter current, $V_{CBO}$                        |      | +    |
| 7.3.2.1.2 | Collector-emitter voltage with zero base current, $V_{CEO}$                        |      | +    |
| 7.3.2.1.3 | Emitter-base voltage with zero collector current, $V_{EBO}$                        |      | +    |
| 7.3.2.1.4 | Collector current, $I_C$                                                           |      | +    |
| 7.3.2.1.5 | Storage temperature, $T_{stg}$                                                     | +    | +    |
| 7.3.2.1.6 | Junction temperature, $T_J$                                                        |      | +    |
| 7.3.2.1.7 | Either total power dissipation, $P_{tot}$ or<br>Collector power dissipation, $P_C$ |      | +    |

**7.3.2.2 Characteristics**

Characteristics are to be given at 25 °C except where otherwise stated.

**7.3.2.2.1 DC characteristics**

The parameters shall be specified corresponding to categories as shown in Table 2 below.

**Table 2 – DC characteristics**

| Subclause   | Parameters                                                                                          | Min. | Typ. | Max. | Categories |   |
|-------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|------|------|------|------------|---|
|             |                                                                                                     |      |      |      | A          | B |
| 7.3.2.2.1.1 | Collector-base cut-off current, $I_{CBO}$                                                           | +    |      | +    | +          | + |
| 7.3.2.2.1.2 | Emitter-base cut-off current, $I_{EBO}$                                                             | +    |      | +    | +          | + |
| 7.3.2.2.1.3 | Collector-emitter cut-off current, $I_{CEO}$<br>(where appropriate)                                 | +    |      | +    | +          | + |
| 7.3.2.2.1.4 | Static value of common-emitter forward current transfer ratio, $h_{21E}$                            | +    |      | +    | +          | + |
| 7.3.2.2.1.5 | Junction-case thermal resistance, $R_{th(j-c)}$                                                     |      |      | +    | +          |   |
| 7.3.2.2.1.6 | Collector-base breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)CBO}$<br>(where appropriate)    | +    | +    |      | +          | + |
| 7.3.2.2.1.7 | Emitter-base breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)EBO}$<br>(where appropriate)      | +    | +    |      | +          | + |
| 7.3.2.2.1.8 | Collector-emitter breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)CEO}$<br>(where appropriate) | +    | +    |      | +          | + |

### 7.3.2.2.2 RF characteristics

The parameters shall be specified corresponding to categories as shown in Table 3 below:

**Table 3 – RF characteristics**

| Subclause    | Parameters                                                                                                   | Min. | Typ. | Max. | Categories |   |
|--------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|------|------|------------|---|
|              |                                                                                                              |      |      |      | A          | B |
| 7.3.2.2.2.1  | Common-emitter reverse transfer capacitance, $C_{re}$ (where appropriate)                                    |      | +    | +    |            | + |
| 7.3.2.2.2.2  | Common-base output capacitance, $C_{obs}$ (where appropriate)                                                |      | +    | +    |            | + |
| 7.3.2.2.2.3  | Base-collector capacitance, $C_{cb}$ (where appropriate)                                                     |      | +    | +    |            | + |
| 7.3.2.2.2.4  | Either output power at 1dB gain compression, $P_{o(1dB)}$ or<br>Output power at specified input power, $P_o$ | +    | +    |      | +          |   |
| 7.3.2.2.2.5  | Power gain at 1dB gain compression, $G_{p(1dB)}$                                                             | +    | +    |      | +          |   |
| 7.3.2.2.2.6  | Power-added efficiency, $\eta_{add}$ (where appropriate)                                                     | +    | +    |      | +          |   |
| 7.3.2.2.2.7  | Collector efficiency, $\eta_c$ (where appropriate)                                                           | +    | +    |      | +          |   |
| 7.3.2.2.2.8  | Noise figure, $F$                                                                                            |      | +    | +    |            | + |
| 7.3.2.2.2.9  | Associated gain, $G_{as}$                                                                                    | +    | +    |      |            | + |
| 7.3.2.2.2.10 | Minimum noise figure, $F_{min}$ (where appropriate)                                                          |      | +    | +    |            | + |
| 7.3.2.2.2.11 | Source reflection factor for minimum noise figure, $r_{GFmin}$ (where appropriate)                           |      | +    |      |            | + |
| 7.3.2.2.2.12 | Equivalent input noise resistance, $R_n$ (where appropriate)                                                 |      | +    |      |            | + |
| 7.3.2.2.2.13 | Maximum frequency of oscillation, $f_{max}$ (where appropriate)                                              |      | +    |      |            | + |
| 7.3.2.2.2.14 | Transition frequency, $f_T$ (where appropriate)                                                              |      | +    |      |            | + |
| 7.3.2.2.2.15 | Frequency of unity current transfer ratio, $f_1$ (where appropriate)                                         |      | +    |      |            | + |

Table 3 (continued)

| Subclause    | Parameters                                                                                                                                                                                                                                                  | Min. | Typ. | Max. | Categories |   |
|--------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|------|------|------------|---|
|              |                                                                                                                                                                                                                                                             |      |      |      | A          | B |
| 7.3.2.2.2.16 | Either<br>Maximum available gain, $G_{a(max)}$ or<br>maximum stable gain, $G_{ms}$ or Insertion<br>gain, $ S_{21e} ^2$                                                                                                                                      | +    | +    |      |            | + |
| 7.3.2.2.2.17 | Either<br>Input power at the intercept point (for<br>intermodulation products), $P_{i,n(IP)}$ or<br>output power at the intercept point<br>(for intermodulation products), $P_{o,n(IP)}$<br>or Intermodulation distortion, $P_1/P_n$<br>(where appropriate) |      | +    |      | +          |   |
| 7.3.2.2.2.18 | Load mismatch tolerance, $\Psi_L$ (where<br>appropriate)                                                                                                                                                                                                    |      |      | +    | +          |   |
| 7.3.2.2.2.19 | Source mismatch tolerance, $\Psi_S$ (where<br>appropriate)                                                                                                                                                                                                  |      |      | +    | +          |   |
| 7.3.2.2.2.20 | Load mismatch ruggedness, $\Psi_R$<br>(where appropriate)                                                                                                                                                                                                   |      |      | +    | +          |   |

## 7.4 Measuring methods

### 7.4.1 General

The measuring methods of field-effect transistor are applicable, with the terms and symbols of bipolar transistor in 7.4.3.3, 7.4.3.4, 7.4.3.5, 7.4.3.6, 7.4.3.7, 7.4.3.8 and 7.4.3.9 being replaced with the replacing rules shown in Table 4 and 5 or 6. Constant base current, in Table 5, or constant base voltage, in Table 6 is used properly.

Table 4 – Replacing rule for terms

| Terms to be replaced           | Terms to be replaced by             |
|--------------------------------|-------------------------------------|
| Field-effect transistor        | Bipolar transistor                  |
| Gate-source voltage, $V_{GS}$  | Base-emitter voltage, $V_{BE}$      |
| Gate-source cut-off voltage    | Base emitter cut-off current        |
| Drain-source voltage, $V_{DS}$ | Collector-emitter voltage, $V_{CE}$ |
| Drain current, $I_D$           | Collector current, $I_C$            |

**Table 5 – Replacing rule for symbols in the case of constant base current**

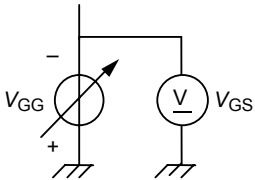
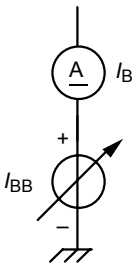
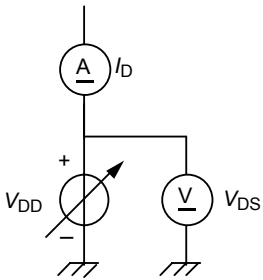
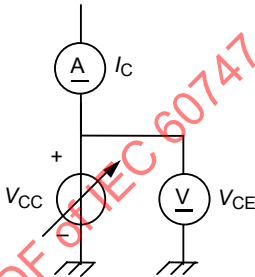
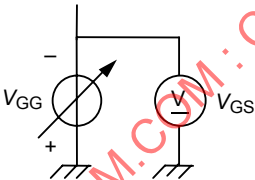
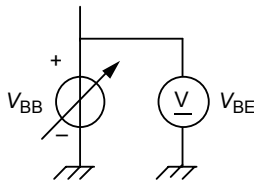
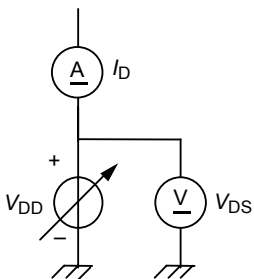
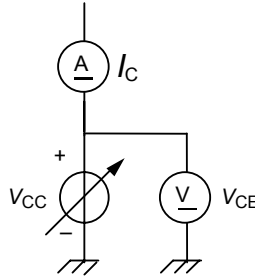
| Symbols to be replaced                                                            | Symbols to be replaced by                                                          |
|-----------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------|
|  |  |
|  |  |

**Table 6 – Replacing rule for symbols in the case of constant base voltage**

| Symbols to be replaced                                                              | Symbols to be replaced by                                                            |
|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
|  |  |
|  |  |

## 7.4.2 DC characteristics

### 7.4.2.1 Collector-base breakdown voltage with zero emitter current ( $V_{(BR)CBO}$ ), emitter-base breakdown voltage with zero collector current ( $V_{(BR)EBO}$ ) and collector-emitter breakdown voltage with zero base current ( $V_{(BR)CEO}$ )

The measuring methods of  $V_{(BR)CBO}$  and  $V_{(BR)EBO}$  given in 6.1.10 of IEC 60747-7:2000, are applicable. The measuring method of  $V_{(BR)CEO}$  is applicable by suitably interchanging the base and emitter terminals in 6.1.10.2 of IEC 60747-7:2000.

### 7.4.2.2 Collector-base cut-off current ( $I_{CBO}$ ), emitter-base cut-off current ( $I_{EBO}$ ) and collector-emitter cut-off current ( $I_{CEO}$ )

The measuring methods given in 6.1.2.1, 6.1.2.2 and 6.1.3 of IEC 60747-7:2000 are applicable.

### 7.4.2.3 Static value of common-emitter forward current transfer ratio ( $h_{21E}$ )

The measuring method given in 6.2.7 of IEC 60747-7:2000 is applicable.

### 7.4.2.4 Junction-case thermal resistance ( $R_{th(j-c)}$ )

The measuring method given in 6.1.11 of IEC 60747-7:2000 is applicable.

## 7.4.3 RF characteristics

### 7.4.3.1 Common-emitter reverse transfer capacitance ( $C_{re}$ )

The measuring method given in 6.1.8.2 of IEC 60747-7:2000 is applicable, with the term "collector-base capacitance,  $C_{cb}$ " being replaced by "common-emitter reverse transfer capacitance,  $C_{re}$ ".

NOTE The term "collector-base capacitance,  $C_{cb}$ " is identical to the common-emitter reverse transfer capacitance.

### 7.4.3.2 Common-base output capacitance ( $C_{ob}$ )

The measuring method given in 6.1.8.1 of IEC 60747-7:2000 is applicable.

### 7.4.3.3 Output power at specified input power ( $P_o$ )

The measuring method given in 8.4.3.1 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 4 and 5 or 6. "Type of base bias supply" should be added to specified conditions.

### 7.4.3.4 Output power at 1dB gain compression ( $P_{o(1dB)}$ )

The measuring method given in 8.4.3.2 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 4 and 5 or 6. "Type of base bias supply" should be added to specified conditions.

#### 7.4.3.5 Power gain at 1dB gain compression ( $G_{p(1dB)}$ )

The measuring method given in 8.4.3.3 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 4 and 5 or 6. "Type of base bias supply" should be added to specified conditions.

#### 7.4.3.6 Power-added efficiency ( $\eta_{add}$ )

The measuring method given in 8.4.3.4 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 4 and 5 or 6. "Type of base bias supply" should be added to specified conditions.

#### 7.4.3.7 Collector efficiency ( $\eta_c$ )

The measuring method given in 7.4.3.6 is applicable, with the term " $\eta_{add}$ " being replaced by " $\eta_c$ " which is given by equation (26).

$$\eta_c = \frac{P_o}{V_{CE} \times I_C} \times 100 \quad (26)$$

where

$V_{CE}$  the collector-emitter voltage in volts;

$I_C$  the collector current in amperes;

$P_o$  the output power in watts.

#### 7.4.3.8 Noise figure ( $F$ ) and associated gain ( $G_{as}$ )

The measuring method given in 8.4.3.6 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the rules shown in Tables 4 and 5 or 6.

"Type of base bias supply" should be added to specified conditions.

#### 7.4.3.9 Minimum noise figure ( $F_{min}$ ), equivalent input noise resistance ( $R_n$ ) and source reflection factor for minimum noise figure ( $r_{GFmin}$ )

The measuring method given in 8.4.3.7 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the rules shown in Tables 4 and 5 or 6.

"Type of base bias supply" should be added to specified conditions.

#### 7.4.3.10 Scattering parameters ( $S_{ij}$ )

Two measuring methods are given:

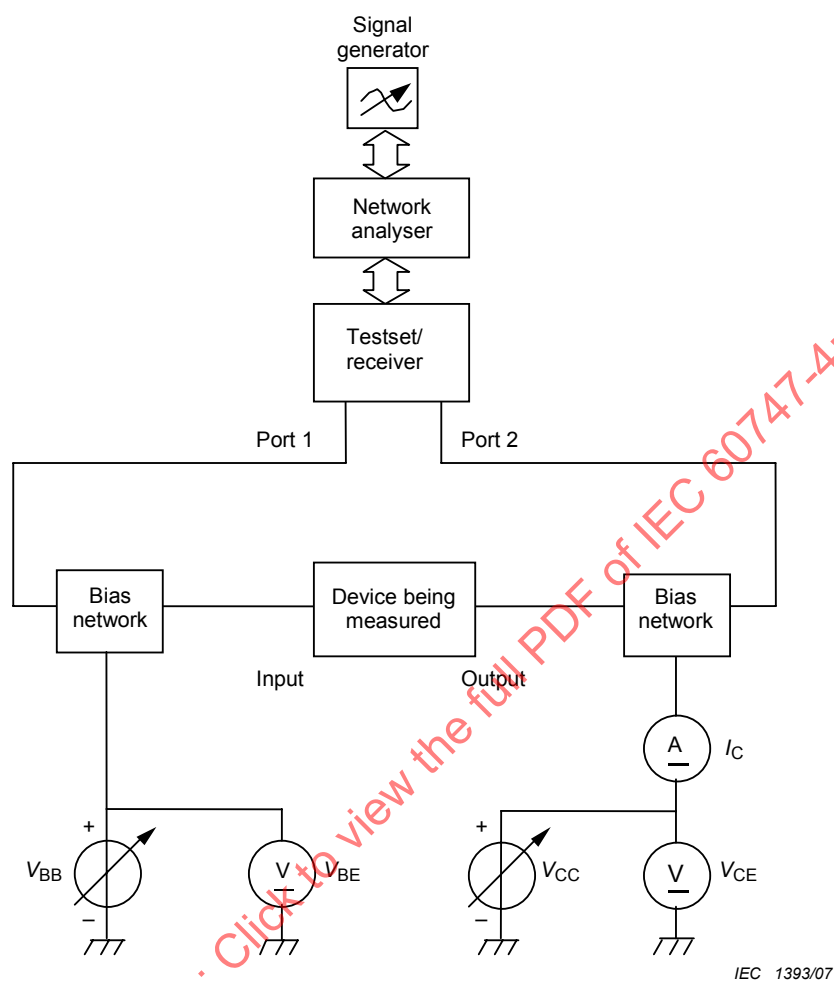
- Method 1, using basic instruments and components;
- Method 2, using a network analyser. This method is preferable for microwave frequency.

##### 7.4.3.10.1 Measuring method 1

The measuring method given in 6.1.13.6 of IEC 60747-7:2000 is applicable.

### 7.4.3.10.2 Measuring method 2

#### 7.4.3.10.2.1 Circuit diagram



NOTE This diagram shows common-emitter configuration as an example. In this case, constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

**Figure 40 – Circuit for the measurement of scattering parameters**

#### 7.4.3.10.2.2 Principle of measurement

The scattering parameters are defined by the following equations:

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (27)$$

where  $a_1$  and  $a_2$  are the incident wave quantities,  $b_1$  and  $b_2$  are the reflected wave quantities, all having the dimension  $(\text{Watt})^{1/2}$ . See Figure 41.

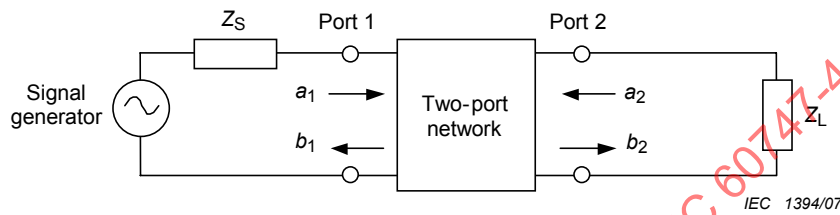


**Figure 41 – Incident and reflected waves in a two-port network**

Each scattering parameter is defined by the following equations:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{input reflection coefficient}) \quad (28)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{forward transmission coefficient}) \quad (29)$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (\text{reverse transmission coefficient}) \quad (30)$$

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \quad (\text{output reflection coefficient}) \quad (31)$$

Terminating the output port in an impedance equal to the characteristic impedance of the measurement system is equivalent to setting  $a_2=0$ . Terminating the input port in an impedance equal to the characteristic impedance of the measurement system is equivalent to setting  $a_1=0$ .

#### 7.4.3.10.2.3 Circuit description and requirements

The input port of the device being measured is connected to port 1 of the network analyser, and the output port is connected to port 2.

#### 7.4.3.10.2.4 Precautions to be observed

Oscillation should be eliminated during these measurements.

#### 7.4.3.10.2.5 Measurement procedure

The frequency of the network analyser shall be set to the specified value.

The output power of the network analyser shall be adjusted to the appropriate value that the specified input power is applied to the device being measured.

The network analyser shall be calibrated at the specified reference plane.

The device being measured shall be connected in the specified ground configuration between port 1 and port 2 of the network analyser.

The bias under specified conditions shall be applied to the device being measured.

The specified input power shall be applied from port 1 to the device being measured.

The wave quantities  $a_1$ ,  $b_1$  and  $b_2$  are measured, and  $S_{11}$  and  $S_{21}$  are calculated by equations (28) and (29).

The specified input power shall be applied from port 2 to the device being measured.

The wave quantities  $a_1$ ,  $b_1$  and  $b_2$  are measured, and  $S_{12}$  and  $S_{22}$  are calculated by equations (30) and (31).

#### 7.4.3.10.2.6 Specified conditions

- Ambient or reference-point temperature
- Measurement frequency
- Input power
- Reference plane
- Ground configuration
- Bias conditions

#### 7.4.3.11 Maximum frequency of oscillation ( $f_{\max}$ )

##### 7.4.3.11.1 Purpose

To measure the maximum frequency of oscillation of a transistor under specified conditions.

##### 7.4.3.11.2 Circuit diagram

See the block diagram of the circuit for the scattering parameter measurement which is shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.11.3 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements which are shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.11.4 Precautions to be observed

See the precautions to be observed which are shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.11.5 Principle of measurement

All four scattering parameters are measured and the maximum unilateral gain  $G_{u(\max)}$  is calculated as:

$$G_{u(max)} = \frac{|S_{21} - S_{12}|^2}{1 + |S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - (S_{21}S_{12}^* + S_{21}^*S_{12})} \quad (32)$$

Maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ) is the frequency where  $|G_{u(max)}|$  is equal to 1.

#### 7.4.3.11.6 Measurement procedure

See the measurement procedure for the scattering parameters  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  which are shown in 7.4.3.10.

Obtain the maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ), according to the following priority.

##### a) case 1

$G_{u(max)}$  is calculated by equation (32) using the measured scattering parameters.

Maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ) is the frequency where  $|G_{u(max)}|$  is equal to 1.

##### b) case 2

If the maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ) exceeds the measurement frequency, a small-signal equivalent circuit of the transistor is used to calculate the scattering parameters and  $G_{u(max)}$ .

The values of the elements of the small-signal equivalent circuit are extracted from the measured scattering parameters.

The scattering parameters and  $G_{u(max)}$  of the small-signal equivalent circuit are calculated beyond the frequency that meets  $|G_{u(max)}| < 1$ .

Maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ) is the frequency where  $|G_{u(max)}|$  is equal to 1.

##### c) case 3

If the maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ) exceeds the measurement frequency and a small-signal equivalent circuit is not available, -6dB/octave extrapolation may be used.

The highest measurement frequency  $f$  shall be chosen.

The maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ ) is calculated as:

$$f_{max} = f |G_{u(max)}| \quad (33)$$

#### 7.4.3.11.7 Specified conditions

- Ambient or reference-point temperature
- Bias conditions

#### 7.4.3.12 Transition frequency ( $f_T$ )

##### 7.4.3.12.1 Purpose

To measure the transition frequency of a transistor under specified conditions.

##### 7.4.3.12.2 Circuit diagram

See the block diagram of the circuit for the scattering parameter measurement which is shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.12.3 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements which are shown in 7.4.3.10.

#### 7.4.3.12.4 Precautions to be observed

See the precautions to be observed which are shown in 7.4.3.10.

#### 7.4.3.12.5 Measurement procedure

See the measurement procedure for the scattering parameters  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  which are shown in 7.4.3.10.

All four scattering parameters are measured and  $h_{21}$  is calculated by the equation of  $h_{21}$  which is shown in 3.5.3.2 of IEC 60747-7:2000.

The measurement frequency range shall include the frequency in which  $|h_{21}|$  is decreasing at the rate of approximately 6dB/octave.

The appropriate frequency  $f$  shall be chosen in the frequency range in which  $|h_{21}|$  decreases at the rate of approximately 6dB/octave.

The transition frequency is calculated as:

$$f_T = f|h_{21}| \quad (34)$$

#### 7.4.3.12.6 Specified conditions

- Ambient or reference-point temperature
- Bias conditions

#### 7.4.3.13 Frequency of unity current transfer ratio ( $f_1$ )

##### 7.4.3.13.1 Purpose

To measure the frequency of unity current transfer ratio of a transistor under specified conditions.

##### 7.4.3.13.2 Circuit diagram

See the block diagram of the circuit for the scattering parameter measurement which is shown in 6.1.13.6 of IEC 60747-7:2000.

##### 7.4.3.13.3 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements which are shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.13.4 Precautions to be observed

See the precautions to be observed which are shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.13.5 Principle of measurement

All four scattering parameters are measured and  $h_{21}$  is calculated by the equation of  $h_{21}$  which is shown in 3.5.3.2 of IEC 60747-7:2000.

The frequency of unity current transfer ratio ( $f_1$ ) is the frequency where  $|h_{21}|$  is equal to 1.

##### 7.4.3.13.6 Measurement procedure

See the measurement procedure for the scattering parameters  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  which are shown in 7.4.3.10.

$h_{21}$  is calculated using the measured scattering parameters.

The frequency of unity current transfer ratio ( $f_1$ ) is the frequency where  $|h_{21}|$  is equal to 1.

If the frequency of unity current transfer ratio ( $f_1$ ) exceeds the measurement frequency,  $f_1$  is not available.

#### 7.4.3.13.7 Specified conditions

- Ambient or reference-point temperature.
- Bias conditions.

#### 7.4.3.14 Maximum available gain ( $G_{a(max)}$ )

##### 7.4.3.14.1 Purpose

To measure the maximum available gain of a transistor under specified conditions.

##### 7.4.3.14.2 Circuit diagram

See the block diagram of the circuit for the scattering parameter measurement which is shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.14.3 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements which are shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.14.4 Precautions to be observed

See the precautions to be observed which are shown in 7.4.3.10.

##### 7.4.3.14.5 Measurement procedure

See the measurement procedure for the scattering parameters  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  which are shown in 7.4.3.10.

The maximum available gain is calculated using the following equations:

$$G_{a(max)} = |S_{21}|^2 \times \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad \text{for } K \geq 1 \quad (35)$$

where  $K$  is a stability factor which is given by:

$$K = \frac{1 + |S_{11}|^2 |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{21}| |S_{12}|} \quad (36)$$

If the stability factor ( $K$ ) is less than 1,  $G_{a(max)}$  is not available.

#### 7.4.3.14.6 Specified conditions

- Ambient or reference-point temperature
- Measurement frequency
- Bias conditions

#### 7.4.3.15 Maximum stable gain ( $G_{ms}$ )

##### 7.4.3.15.1 Purpose

To measure the maximum stable gain of a transistor under specified conditions.

##### 7.4.3.15.2 Circuit diagram

See the block diagram of the circuit for the scattering parameter measurement which is shown in 7.4.3.10.

**7.4.3.15.3 Circuit description and requirements**

See the circuit description and requirements which are shown in 7.4.3.10.

**7.4.3.15.4 Precautions to be observed**

See the precautions to be observed which are shown in 7.4.3.10.

**7.4.3.15.5 Measurement procedure**

See the measurement procedure for the scattering parameters  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  which are shown in 7.4.3.10

The maximum stable gain is calculated using the following equation:

$$G_{ms} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (37)$$

**7.4.3.15.6 Specified conditions**

- Ambient or reference-point temperature
- Measurement frequency
- Bias conditions

**7.4.3.16 Insertion power gain ( $|S_{21e}|^2$ )****7.4.3.16.1 Purpose**

To measure the common-emitter insertion power gain of a transistor under specified conditions.

**7.4.3.16.2 Circuit diagram**

See the block diagram of the circuit for the scattering parameter measurement which is shown in 7.4.3.10.

**7.4.3.16.3 Circuit description and requirements**

See the circuit description and requirements which are shown in 7.4.3.10. The transistor under test should be placed in the common-emitter configuration.

**7.4.3.16.4 Precautions to be observed**

See the precautions to be observed which are shown in 7.4.3.10.

**7.4.3.16.5 Measurement procedure**

See the measurement procedure for the scattering parameter  $S_{21}$  which are shown in 7.4.3.10.

The insertion power gain is calculated using the following equation:

$$|S_{21e}|^2 = |S_{21}|^2 \quad (38)$$

**7.4.3.16.6 Specified conditions**

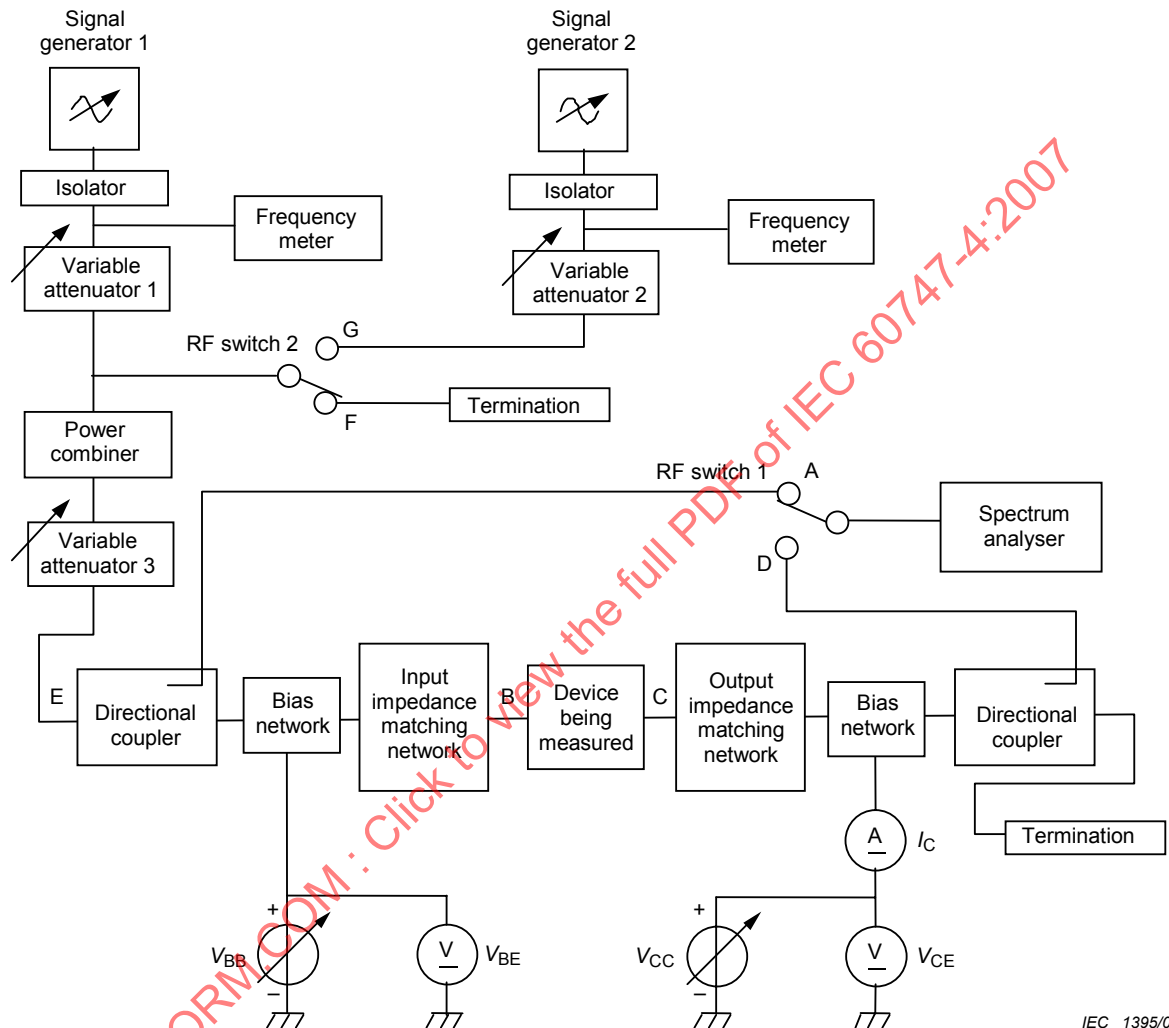
- Ambient or reference-point temperature
- Measurement frequency
- Bias conditions

### 7.4.3.17 Intermodulation distortion (two-tone) ( $P_1/P_n$ )

#### 7.4.3.17.1 Purpose

To measure the intermodulation distortion under specified conditions.

#### 7.4.3.17.2 Circuit diagram



NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

**Figure 42 – Circuit for the measurement of two-tone intermodulation distortion**

### 7.4.3.17.3 Principle of measurement

In the circuit diagram shown in Figure 42 the input power  $P_i$ , the output powers  $P_o$  and  $P_n$  of the device being measured are derived from the following equations:

$$P_i = P_a + L_1 \quad (39)$$

$$P_o = P_b + L_2 \quad (40)$$

$$P_n = P_c + L_2 \quad (41)$$

where

$P_o$  and  $P_n$  are the output powers of the input signal and the intermodulation products, respectively;

$P_a$ ,  $P_b$  and  $P_c$  are the values indicated by the spectrum analyser and corresponding to  $P_i$ ,  $P_o$  and  $P_n$ , respectively.

$L_1$  is the difference between the loss  $L_A$  and  $L_B$  where  $L_A$  is the loss from point E to point A and  $L_B$  is the loss from point E to point B shown in Figure 42, respectively.  $L_2$  is the circuit loss from point C to point D shown in Figure 42.  $P_i$ ,  $P_o$ ,  $P_n$ ,  $P_a$ ,  $P_b$  and  $P_c$  are expressed in dBm.  $L_1$  and  $L_2$  are expressed in decibels.

The intermodulation distortion,  $P_1/P_n$ , which is expressed in dBc, is derived from equations (40) and (41) as follows:

$$P_1/P_n = P_o - P_n = P_b - P_c \quad (42)$$

### 7.4.3.17.4 Circuit description and requirements

The purpose of the isolator is to enable the power level to the device being measured to be kept constant irrespective of impedance mismatches at its input.

The circuit losses  $L_1$  and  $L_2$  should be measured beforehand.

The variable attenuator 3 can be eliminated.

### 7.4.3.17.5 Precautions to be observed

Oscillation, which is checked by a spectrum analyser, should be eliminated during these measurements. The termination shall be capable of handling the power fed.

Harmonics or spurious responses of the signal generator should be reduced to negligible.

It is better to terminate port D, when the switch is connected to position A, and vice versa.

#### 7.4.3.17.6 Measurement procedure

The bias under specified conditions is applied.

The RF switch 1 is connected to position A.

The RF switch 2 is connected to position F.

The signal generator 1 is turned on and the frequency of the input signal is set to the specified value  $f_1$ .

The input signal is applied to the device being measured with the specified level  $P_i$  using the spectrum analyser and the variable attenuator 1.

The RF switch 1 is connected to position D.

The input and output impedance matching networks are adjusted using the spectrum analyser so that the fundamental output power shows the maximum value.

The RF switch 1 is connected to position A.

The RF switch 2 is connected to position G.

The signal generator 2 is turned on and the frequency of the input signal is set to the specified value  $f_2$ .

The input signal is added to the device being measured with the same level as the fundamental signal using the spectrum analyser and the variable attenuator 2.

The RF switch 1 is connected to position D.

The output powers  $P_b$  and  $P_c$  in dB of the input signals and the specified intermodulation products, i.e. second order, third order etc., are measured using the spectrum analyser (see Figure 43).

The intermodulation distortion on the specified input power  $P_i$  is derived from equations (39) to (42).

If the intermodulation products output powers are different between upper side and lower side, larger value should be used.

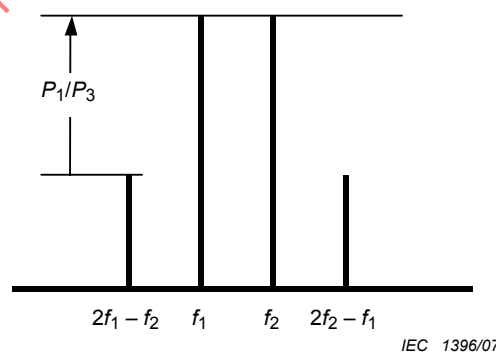


**Figure 43 – Example of third order intermodulation products indicated by the spectrum analyser**

**7.4.3.17.7 Specified conditions**

- Ambient or reference-point temperature
- Bias conditions
- Type of base bias supply
- Frequency of input signals,  $f_1$  and  $f_2$
- Input power
- Spurious intensity
- Order of intermodulation distortion

**7.4.3.18 Input power at the intercept point (for intermodulation products) ( $P_{i,n(IP)}$ ) and output power at the intercept point (for intermodulation products) ( $P_{o,n(IP)}$ )****7.4.3.18.1 Purpose**

To measure the input power at the intercept point for intermodulation products and the output power at the intercept point for intermodulation products under specified conditions.

**7.4.3.18.2 Circuit diagram**

See the circuit diagram of 7.4.3.17.2.

**7.4.3.18.3 Principle of measurement**

Refer the principle of measurements of 7.4.3.17.3.

**7.4.3.18.4 Circuit description and requirements**

See the circuit description and requirements of 7.4.3.17.4.

**7.4.3.18.5 Precautions to be observed**

See the precautions to be observed of 7.4.3.17.5.

**7.4.3.18.6 Measurement procedure**

The bias under specified conditions is applied.

The RF switch 1 is connected to position A.

The RF switch 2 is connected to position F.

The signal generator 1 is turned on and the frequency of the input signal is set to the specified value  $f_1$ .

The input signal is applied to the device being measured with the specified level  $P_i$  using the spectrum analyser and the variable attenuator 1.

The RF switch 1 is connected to position D.

The input and output impedance matching networks are adjusted using the spectrum analyser so that the fundamental output power shows the maximum value.

The RF switch 1 is connected to position A.

The RF switch 2 is connected to position G.

The signal generator 2 is turned on and the frequency of the input signal is set to the specified value  $f_2$ .

The input signal is added to the device being measured with the same level as the fundamental signal using the spectrum analyser and the variable attenuator 2.

The RF switch 1 is connected to position D.

The output powers  $P_b$  and  $P_c$  in dB of the input signals and the specified intermodulation products, i.e. second order, third order, etc., are measured using the spectrum analyser (see Figure 43).

Changing the power level of the input signals using the variable attenuator 3, the above procedure is repeated within the specified range.

The data obtained are plotted on linear scales.

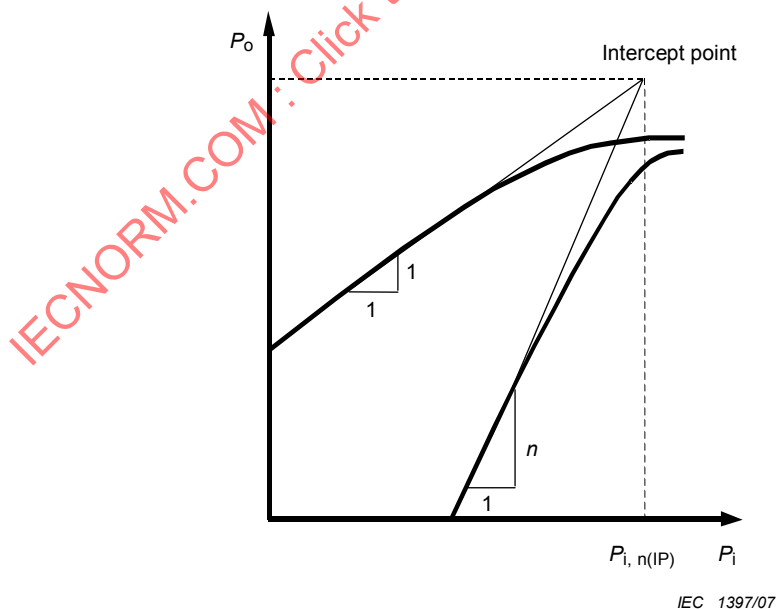
If the intermodulation products output powers are different between upper side and lower side, larger value should be used.

The straight lines of the fundamental signal in the linear region (slope of 1) and the intermodulation products in the linear region (slope of  $n$ ) are extended.

The input power and the output power at the intercept point of the two extended lines are the input power at the intercept point (for the intermodulation products) and the output power at the intercept point (for the intermodulation products) under the specified conditions (see Figure 44).

#### 7.4.3.18.7 Specified conditions

- Ambient or reference-point temperature
- Bias conditions
- Type of base bias supply
- Frequency of input signals,  $f_1$  and  $f_2$
- Input power in linear region
- Spurious intensity
- Order of intermodulation distortion



**Key**  
 $n$  order of intermodulation distortion

**Figure 44 – Typical intermodulation products output power characteristic**

## **7.5 Verifying methods**

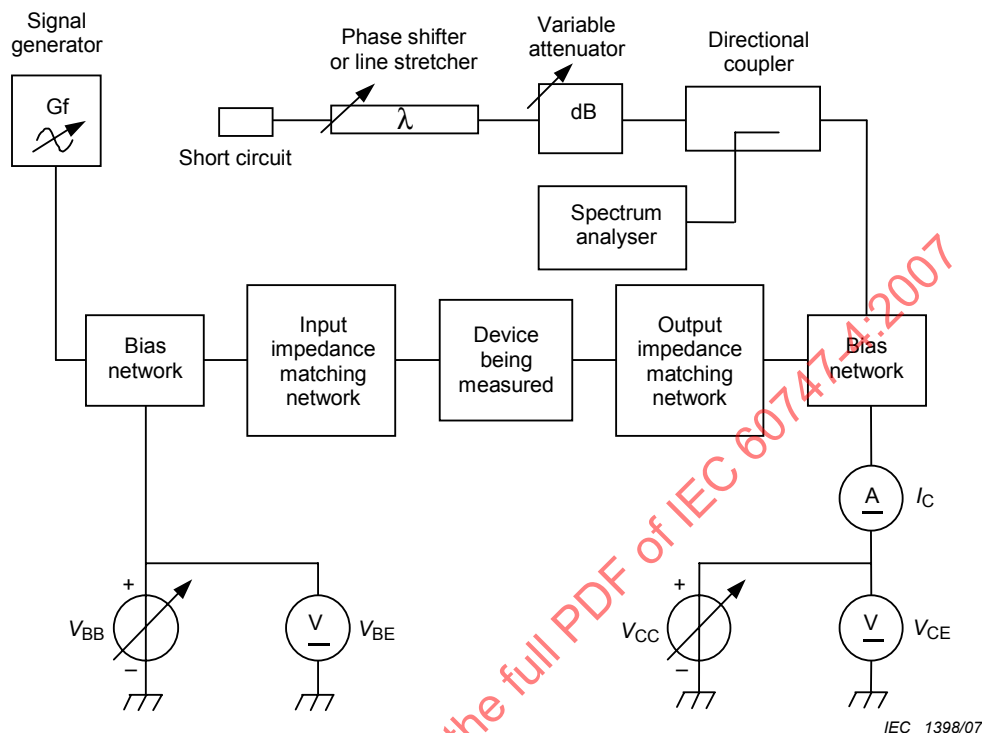
### **7.5.1 Load mismatch tolerance ( $\Psi_L$ )**

#### **7.5.1.1 Purpose**

To verify the load mismatch tolerance under specified conditions.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007

#### 7.5.1.2.1 Circuit diagram



NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

**Figure 45 – Circuit for the verification of load mismatch tolerance in method 1**

#### 7.5.1.2.2 Circuit description and requirements

The signal generator shall be capable of operating within specified frequency-band. The signal generator shall have stable characteristics above noise floor with no oscillation and no spurious intensity. The noise floor should be smaller than specified level from the output power. The signal generator must generate specified modulation signal.

The spectrum analyser shall be capable of operating within a specified frequency range for checking that there is no oscillation nor any spurious intensity. The spectrum analyser shall have a specified dynamic range.

The phase shifter shall be capable of keeping the load VSWR or the magnitude of the load reflection coefficient. The line stretcher is suitable for this purpose. The output port of the phase shifter should be shorted.

The purpose of the variable attenuator is to realize the specified VSWR.

#### **7.5.1.2.3      Precautions to be observed**

Noise floor or spurious responses of the signal generator should be reduced to be negligible at the VSWR less than the specified one.

The VSWR shall be kept constant during all phase conditions of the phase shifter.

#### **7.5.1.2.4      Test procedure**

The load VSWR is set to the specified value by adjusting variable attenuator.

The frequency of the signal generator is set to the specified value.

The modulation of the signal generator is set to the specified condition.

The bias under the specified condition is supplied.

The power level of the signal generator is set to the specified value.

The phase angle is swept continuously by moving the length of the line stretcher.

Ensure that there is no oscillation or spurious intensity less than that specified by using the spectrum analyser at all phase angles.

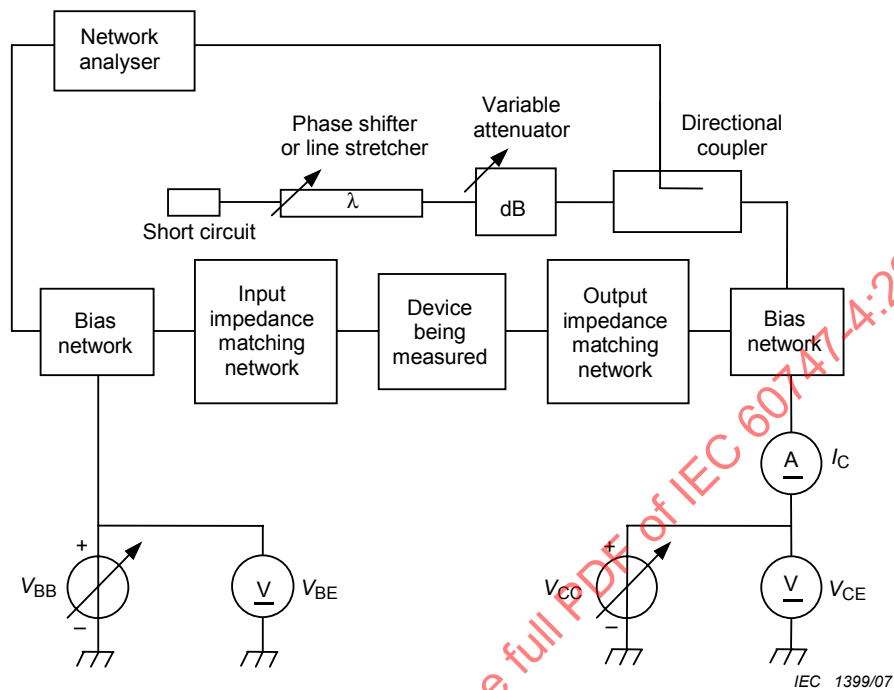
NOTE Instead of the line stretcher, the slide screw tuner can be used. An automatic stub-tuner or an electronic tuner is also used to enable the specified VSWR for convenience. The demerit of the tuners is that phase condition is discrete and cannot be swept continuously.

#### **7.5.1.2.5      Specified conditions**

- Ambient or reference-point temperature
- Load VSWR
- Bias conditions
- Frequency of the input signal
- Modulation of the input signal
- Input power
- Spurious

### 7.5.1.3 Verifying method 2 (no discontinuity of the frequency response)

#### 7.5.1.3.1 Circuit diagram



NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

**Figure 46 – Circuit for the verification of load mismatch tolerance in method 2**

#### 7.5.1.3.2 Circuit description and requirements

The network analyser shall be capable of operating within the specified frequency-band.

The phase shifter shall be capable of keeping the load VSWR or the magnitude of the load reflection coefficient. The line stretcher is suitable for this purpose. The output port of the phase shifter should be shorted.

The purpose of the variable attenuator is to realize the specified VSWR.

### **7.5.1.3.3      Precautions to be observed**

The VSWR shall be kept constant at all phase conditions of the phase shifter.

### **7.5.1.3.4      Test procedure**

The load VSWR is set to the specified value by adjusting variable attenuator.

The sweep frequency range of the network analyser is set to the specified value.

The power level of the network analyser is set to the specified value.

The bias under specified condition is supplied.

The phase angle is swept continuously by moving the length of the line stretcher.

No discontinuity of the frequency response is confirmed by using the network analyser at all phase angles.

### **7.5.1.3.5      Specified conditions**

- Ambient or reference-point temperature
- Load VSWR
- Bias conditions
- Frequency range of the input signal
- Input power

## **7.5.2      Source mismatch tolerance ( $\Psi_S$ )**

### **7.5.2.1      Purpose**

To verify the source mismatch tolerance under specified conditions.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007

#### 7.5.2.2.1 Circuit diagram

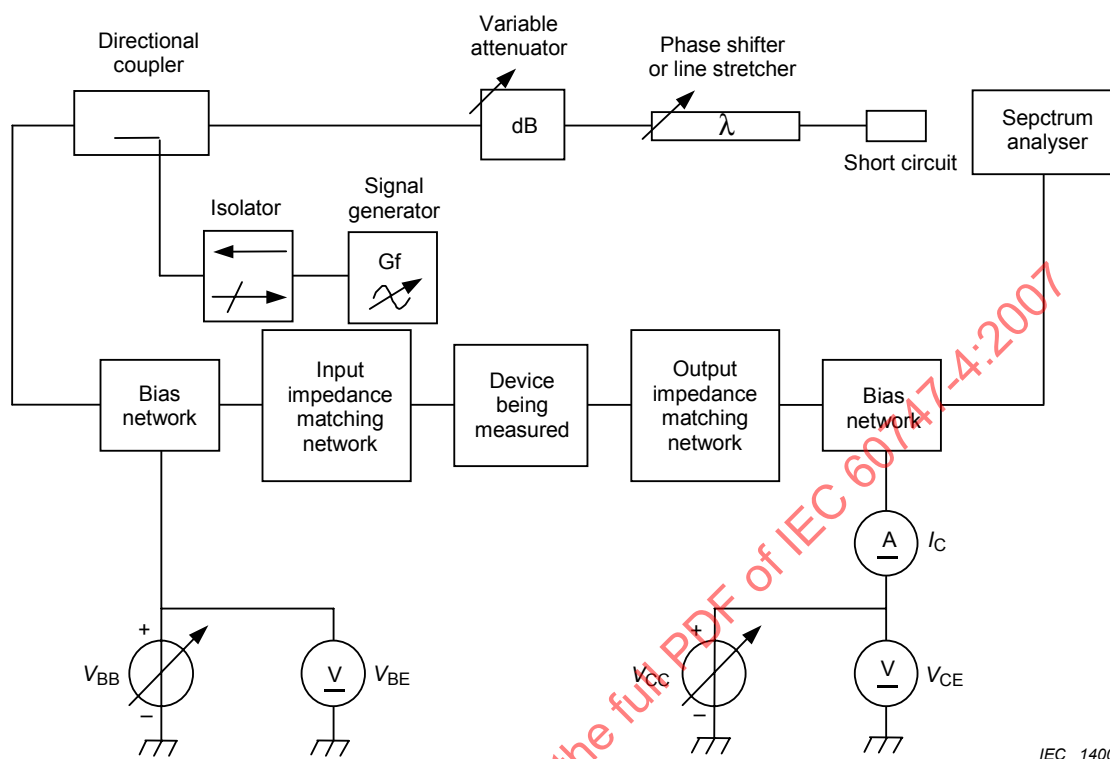


**Figure 47 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in method 1**

See the circuit description and requirements of 7.5.1.2.2.

The purpose of the isolator is to enable the power level to the device being measured to be kept constant irrespective of impedance mismatches at its input.

#### **7.5.2.2.3      Precautions to be observed**

See the precautions to be observed in 7.5.1.2.3.

#### **7.5.2.2.4      Test procedure**

The source VSWR is set to the specified value by adjusting variable attenuator.

The frequency of the signal generator is set to the specified value.

The modulation of the signal generator is set to the specified condition.

The bias under specified condition is supplied.

The power level of the signal generator is set to the specified value.

The phase angle is swept continuously by moving the length of the line stretcher.

No oscillation or spurious intensity less than the specified condition is confirmed by using the spectrum analyser at all phase angles.

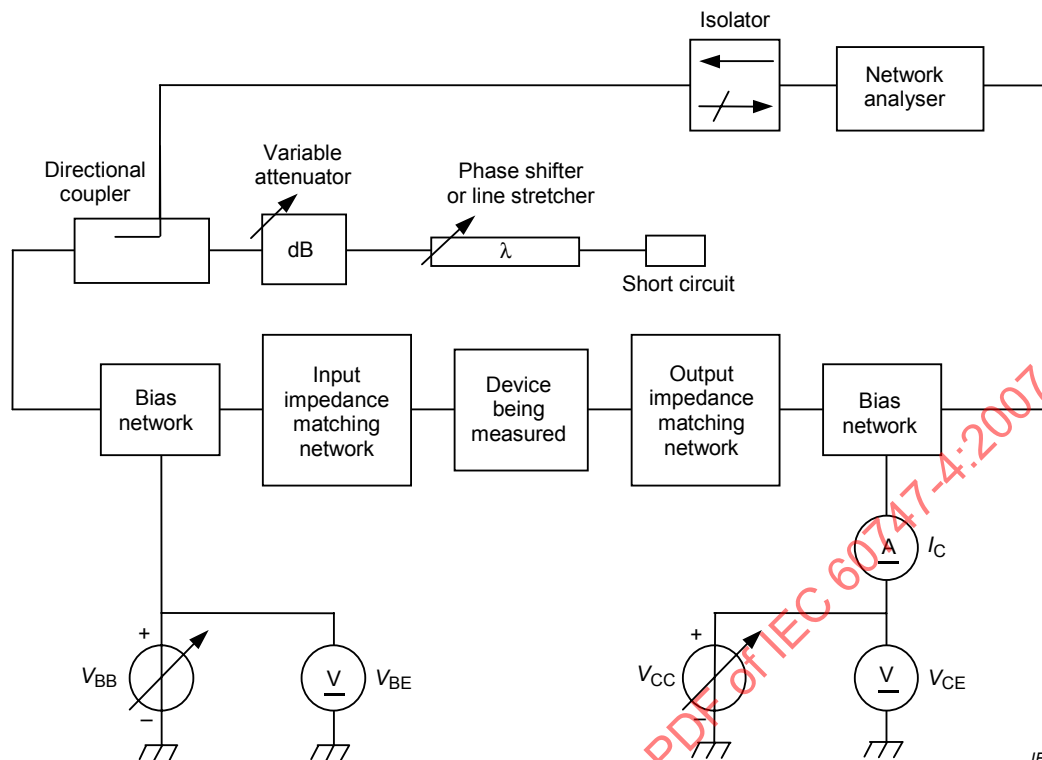
#### **7.5.2.2.5      Specified conditions**

- Ambient or reference-point temperature
- Source VSWR
- Bias conditions
- Frequency of the input signal
- Modulation of the input signal
- Input power
- Spurious intensity

#### **7.5.2.3      Verifying method 2 (no discontinuity of the frequency response)**

##### **7.5.2.3.1      Circuit diagram**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007



NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

**Figure 48 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in method 2**

#### 7.5.2.3.2 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements in 7.5.1.3.2.

The purpose of the isolator is to enable the power level to the device being measured to be kept constant irrespective of impedance mismatches at its input.

#### 7.5.2.3.3 Precautions to be observed

See the precautions to be observed of 7.5.1.3.3.

#### 7.5.2.3.4 Test procedure

The source VSWR is set to the specified value by adjusting variable attenuator.

The sweep frequency range of the network analyser is set to the specified value.

The power level of the network analyser is set to the specified value.

The bias under specified condition is supplied.

The phase angle is swept continuously by moving the length of the line stretcher.

No discontinuity of the frequency response is confirmed by using the network analyser at all phase angles.

### 7.5.2.3.5 Specified conditions

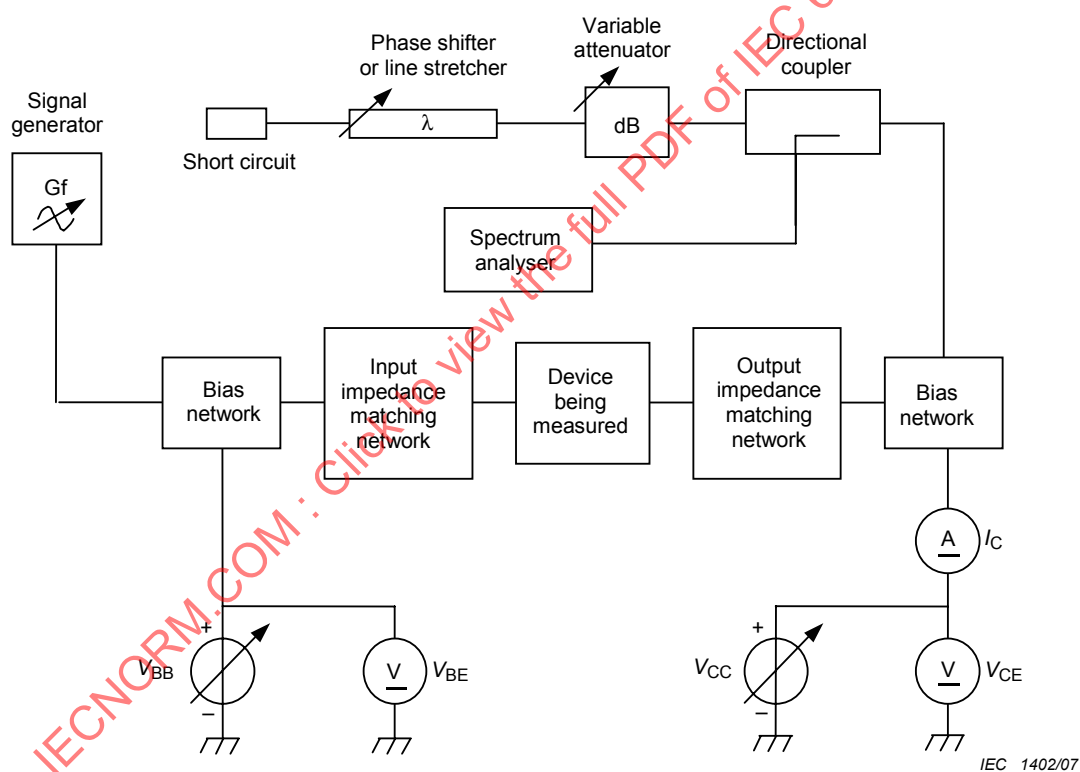
- Ambient or reference-point temperature
- Source VSWR
- Bias conditions
- Frequency range of the input signal
- Input power

## 7.5.3 Load mismatch ruggedness ( $\Psi_R$ )

### 7.5.3.1 Purpose

To verify the load mismatch ruggedness under specified conditions.

### 7.5.3.2 Circuit diagram



NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

**Figure 49 – Circuit for the verification of load mismatch ruggedness**

### 7.5.3.3 Circuit description and requirements

The signal generator shall be capable of operating within the specified frequency band.

The spectrum analyser shall be capable of operating within the specified frequency range for checking that there is no oscillation nor any spurious intensity.

The phase shifter shall be capable of keeping the load VSWR or the magnitude of the load reflection coefficient. The line stretcher is suitable for this purpose. The output port of the

phase shifter should be shorted.

The purpose of the variable attenuator is to realize the specified VSWR.

#### **7.5.3.4 Precautions to be observed**

No oscillation influenced by the verification system should be confirmed for any phase conditions of the phase shifter at the VSWR less than the specified one.

The VSWR shall be kept constant during all phase conditions of the phase shifter.

#### **7.5.3.5 Test procedure**

DC and RF characteristics are measured under specified conditions before the following load mismatch test procedure.

The load VSWR is set to the specified value by adjusting variable attenuator.

The frequency of the signal generator is set to the specified value.

The bias under specified condition is supplied.

The power level of the signal generator is set to the specified value.

The phase angle is swept continuously by moving the length of the line stretcher.

The device is kept in operation during the specified operation time at all phase angles.

DC and RF characteristics are measured under specified condition once more.

Load mismatch ruggedness is verified using specified degradation criteria of DC and RF characteristics.

#### **7.5.3.6 Specified conditions**

- Ambient or reference-point temperature
- Load VSWR
- Bias conditions
- Frequency of the input signal
- Input power
- Operation time
- Degradation criteria of DC and RF characteristics
- Measurement conditions of DC and RF characteristics

## **8 Field-effect transistors**

### **8.1 General**

This clause provides terms and definitions, essential ratings and characteristics, measuring methods, and verifying methods for field-effect transistors used in microwave applications. For general items of field-effect transistors, refer to IEC 60747-8:2000.

### **8.2 Terms and definitions**

For the purposes of this clause, the following terms and definitions apply.

NOTE This subclause contains the main specific letter symbols in microwave applications.

**8.2.1****gate-source cut-off voltage** $V_{GSoff}$ 

See 4.3.3 of 60747-8:2000.

**8.2.2****gate-source breakdown voltage** $V_{(BR)GSO}$ 

reverse voltage measured with the drain electrode open at which the gate-source current becomes greater than a specified value

**8.2.3****gate-drain breakdown voltage** $V_{(BR)GDO}$ 

reverse voltage measured with the source electrode open at which the gate-drain current becomes greater than a specified value

**8.2.4****channel-case thermal resistance** $R_{th(ch-c)}$ 

quotient of the difference between the virtual temperature of the channel region and the temperature of the case, and the steady-state power dissipation in the field-effect transistor

**8.2.5****maximum frequency of oscillation** $f_{max}$ 

See 3.4.14 of IEC 60747-7:2000.

**8.2.6****transition frequency** $f_T$ 

See 3.4.15 of IEC 60747-7:2000.

**8.2.7****frequency of unity current transfer ratio** $f_1$ 

See 3.4.16 of IEC 60747-7:2000

**8.2.8****maximum available gain** $G_{a(max)}$ 

ratio of the power delivered to load to the power input to network when the input and output ports are simultaneously conjugately matched to source and load impedances, respectively

NOTE The abbreviation "MAG" is still in common use for maximum available gain.

**8.2.9****maximum stable gain** $G_{ms}$ 

See 7.2.15.

NOTE The abbreviation "MSG" is still in common use for maximum stable gain.

**8.2.10****insertion power gain** $|S_{21}|^2$ magnitude squared of  $S_{21}$  in common source configuration, the output terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$

### 8.2.11

#### output power

$P_o$

See 3.3 of IEC 60747-16-2:2002.

### 8.2.12

#### power-gain compression

ratio of the magnitude of the power gain at a reference signal level to its magnitude at a specified higher signal level

NOTE The power-gain compression is usually expressed in dB.

### 8.2.13

#### output power at 1 dB gain compression

$P_{o(1dB)}$

output power where the gain decreases by 1 dB compared with the linear gain

### 8.2.14

#### power gain at 1 dB gain compression

$G_{p(1dB)}$

ratio of the power delivered to load to the power input to network at a gain compression of 1 dB

### 8.2.15

#### power-added efficiency

$\eta_{add}$

ratio of the difference between the output power and the input signal power to the DC input power

NOTE This ratio is normally expressed as a percentage.

### 8.2.16

#### drain efficiency

$\eta_d$

ratio of the output power to the DC input power of drain

NOTE This ratio is normally expressed as a percentage.

### 8.2.17

#### input power at the intercept point (for intermodulation products)

$P_{i,n(IP)}$

See 7.2.17.

### 8.2.18

#### output power at the intercept point (for intermodulation products)

$P_{o,n(IP)}$

See 7.2.18.

### 8.2.19

#### intermodulation distortion

$P_1/P_n$

See 3.7 of IEC60747-16-1:2007.

NOTE The abbreviation " $IMD_n$ " is in common use for the  $n$ th order intermodulation distortion.

### 8.2.20

#### noise figure

$F$

See 702-08-57 of IEC 60050-702:1992.

**8.2.21****minimum noise figure** $F_{\min}$ 

minimum value of the noise figure that can be obtained through adjustment of the source impedance under specified bias condition and a specified frequency

**8.2.22****source reflection factor for minimum noise figure** $r_{GF\min}$ 

source reflection factor that gives minimum noise figure

NOTE 1 For source reflection coefficient (factor), see 3.5.3.3 of IEC 60747-7:2000.

NOTE 2 The symbol " $\Gamma_{\text{opt}}$ " is still in common use for the source reflection factor for minimum noise figure.

**8.2.23****associated gain** $G_{\text{as}}$ 

power gain when the device is matched (for example, by means of an external network)

NOTE 1 The gain is normally given under conditions matched for minimum noise. In this case the "associated gain for minimum noise" should be used.

NOTE 2 The shorter term "associated gain" may be used if no ambiguity is likely to occur.

**8.2.24****equivalent input noise resistance** $R_n$ 

quotient of the equivalent input noise voltage and the equivalent input noise current (see 3.4.5 and 3.4.6 of IEC 60747-1:2006)

**8.2.25****load mismatch tolerance** $\Psi_L$ 

See 7.2.20.

**8.2.26****source mismatch tolerance** $\Psi_S$ 

See 7.2.21.

**8.2.27****load mismatch ruggedness** $\Psi_R$ 

See 7.2.22.

**8.3 Essential ratings and characteristics****8.3.1 General**

This subclause gives ratings and characteristics required for specifying microwave field-effect transistors.

Microwave field-effect transistors are divided into two categories:

- category A: power devices;
- category B: small power signal devices.

### 8.3.2 Limiting values (absolute maximum rating system)

#### 8.3.2.1 Electrical limiting values

Limiting values shall be specified as follows:

**Table 7 – Electrical limiting values**

| Subclause | Parameters                                                                  | Min. | Max. |
|-----------|-----------------------------------------------------------------------------|------|------|
| 8.3.2.1.1 | Drain-source voltage, $V_{DS}$                                              |      | +    |
| 8.3.2.1.2 | Gate-source voltage, $V_{GS}$                                               |      | +    |
| 8.3.2.1.3 | Drain current, $I_D$                                                        |      | +    |
| 8.3.2.1.4 | Storage temperature, $T_{stg}$                                              | +    | +    |
| 8.3.2.1.5 | Channel temperature, $T_{ch}$                                               |      | +    |
| 8.3.2.1.6 | Either total power dissipation, $P_{tot}$ or drain power dissipation, $P_d$ |      | +    |

#### 8.3.2.2 Characteristics

Characteristics are to be given at 25 °C except where otherwise stated.

##### 8.3.2.2.1 DC characteristics

The parameters shall be specified corresponding to categories as shown in Table 8 below:

**Table 8 – DC characteristics**

| Subclause   | Parameters                                                   | Min. | Typ. | Max. | Categories |   |
|-------------|--------------------------------------------------------------|------|------|------|------------|---|
|             |                                                              |      |      |      | A          | B |
| 8.3.2.2.1.1 | Drain current with gate short-circuited to source, $I_{DSS}$ | +    |      | +    | +          | + |
| 8.3.2.2.1.2 | Gate current with drain short-circuited to source, $I_{GSS}$ |      |      | +    | +          | + |
| 8.3.2.2.1.3 | Gate-source cut-off voltage, $V_{GSoff}$                     | +    |      | +    | +          | + |
| 8.3.2.2.1.4 | Gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$                 | +    |      |      | +          | + |
| 8.3.2.2.1.5 | Gate-drain breakdown voltage, $V_{(BR)GDO}$                  | +    |      |      | +          | + |
| 8.3.2.2.1.6 | Channel-case thermal resistance, $R_{th(ch-c)}$              |      |      | +    | +          |   |

### 8.3.2.2.2 RF characteristics

The parameters shall be specified corresponding to categories as shown in Table 9 below:

**Table 9 – RF characteristics**

| Subclause    | Parameters                                                                                                                                                                                                                                               | Min. | Type | Max. | Categories |   |
|--------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|------|------|------------|---|
|              |                                                                                                                                                                                                                                                          |      |      |      | A          | B |
| 8.3.2.2.2.1  | Maximum frequency of oscillation, $f_{\max}$<br>(where appropriate)                                                                                                                                                                                      |      | +    |      | +          | + |
| 8.3.2.2.2.2  | Transition frequency, $f_T$<br>(where appropriate)                                                                                                                                                                                                       |      | +    |      | +          | + |
| 8.3.2.2.2.3  | Frequency of unity current transfer ratio, $f_1$<br>(where appropriate)                                                                                                                                                                                  |      | +    |      | +          | + |
| 8.3.2.2.2.4  | Either maximum available gain, $G_{a(\max)}$ or<br>maximum stable gain, $G_{ms}$ or insertion<br>power gain, $ S_{21} ^2$                                                                                                                                | +    | +    |      | +          |   |
| 8.3.2.2.2.5  | Either output power at 1 dB gain<br>compression, $P_{o(1dB)}$ or output power at<br>specified input power, $P_o$                                                                                                                                         | +    | +    |      | +          |   |
| 8.3.2.2.2.6  | Power gain at 1 dB gain compression,<br>$G_{p(1dB)}$                                                                                                                                                                                                     | +    | +    |      | +          |   |
| 8.3.2.2.2.7  | Power-added efficiency, $\eta_{add}$                                                                                                                                                                                                                     | +    | +    |      | +          |   |
| 8.3.2.2.2.8  | Drain efficiency, $\eta_d$                                                                                                                                                                                                                               | +    | +    |      | +          |   |
| 8.3.2.2.2.9  | Either input power at the intercept point<br>(for intermodulation products), $P_{i,n(IP)}$ or<br>output power at the intercept point (for<br>intermodulation products), $P_{o,n(IP)}$ or<br>Intermodulation distortion, $P_1/P_n$ (where<br>appropriate) | +    | +    |      | +          |   |
| 8.3.2.2.2.10 | Noise figure, $F$                                                                                                                                                                                                                                        |      | +    | +    |            | + |
| 8.3.2.2.2.11 | Minimum noise figure, $F_{\min}$<br>(where appropriate)                                                                                                                                                                                                  |      | +    | +    |            | + |
| 8.3.2.2.2.12 | Source reflection factor for minimum noise<br>figure, $r_{GF\min}$ (where appropriate)                                                                                                                                                                   |      | +    |      |            | + |
| 8.3.2.2.2.13 | Associated gain, $G_{as}$                                                                                                                                                                                                                                | +    | +    |      |            | + |
| 8.3.2.2.2.14 | Equivalent input noise resistance, $R_n$<br>(where appropriate)                                                                                                                                                                                          |      | +    |      |            | + |
| 8.3.2.2.2.15 | Load mismatch tolerance, $\Psi_L$ (where<br>appropriate)                                                                                                                                                                                                 |      |      | +    | +          |   |
| 8.3.2.2.2.16 | Source mismatch tolerance, $\Psi_S$ (where<br>appropriate)                                                                                                                                                                                               |      |      | +    | +          |   |
| 8.3.2.2.2.17 | Load mismatch ruggedness, $\Psi_R$ (where<br>appropriate)                                                                                                                                                                                                |      |      | +    | +          |   |

## 8.4 Measuring methods

### 8.4.1 General

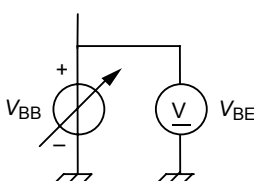
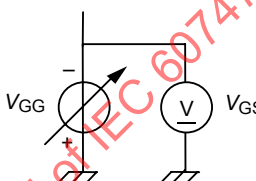
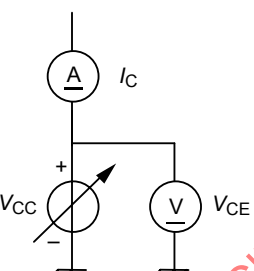
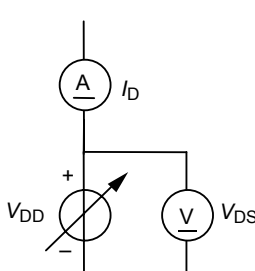
The measuring methods of bipolar transistor are applicable, with the terms and symbols of field-effect transistor in 8.4.3.8, 8.4.3.9, 8.4.3.10, 8.4.3.11, 8.4.3.12, 8.4.3.13, 8.4.3.14, 8.4.3.15 and 8.4.3.16 being replaced with the replacing rules shown in Table 10 or 11.

NOTE The replacing rules shown in Table 10 and 11 are also applicable to the verifying methods of field-effect transistor in 8.5.

**Table 10 – Replacing rules for terms**

| Terms to be replaced                                  | Terms to be replaced by                          |
|-------------------------------------------------------|--------------------------------------------------|
| <b>Bipolar transistor</b>                             | <b>Field-effect transistor</b>                   |
| <b>Base-emitter voltage, <math>V_{BE}</math></b>      | <b>Gate-source voltage, <math>V_{GS}</math></b>  |
| <b>Base-emitter cut-off current</b>                   | <b>Gate-source cut-off voltage</b>               |
| <b>Collector-emitter voltage, <math>V_{CE}</math></b> | <b>Drain-source voltage, <math>V_{DS}</math></b> |
| <b>Collector current, <math>I_C</math></b>            | <b>Drain current, <math>I_D</math></b>           |

**Table 11 – Replacing rules for symbols**

| Symbols to be replaced                                                              | Symbols to be replaced by                                                            |
|-------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|
|    |    |
|  |  |

## 8.4.2 DC characteristics

### 8.4.2.1 Drain current, with gate short-circuited to source ( $I_{DSS}$ )

The measuring method given in 6.3 of IEC 60747-8:2000 is applicable.

### 8.4.2.2 Gate current with drain short-circuited to source, ( $I_{GSS}$ )

The measuring method given in 6.2 of IEC 60747-8:2000 is applicable, with the drain voltage short-circuited to the source.

### 8.4.2.3 Gate-source cut-off voltage ( $V_{GSoff}$ )

The measuring method given in 6.5 of IEC 60747-8:2000 is applicable, with the sentence in 6.5.3 being replaced by "See general precautions".

### 8.4.2.4 Gate-source breakdown voltage ( $V_{(BR)GSO}$ )

#### 8.4.2.4.1 Purpose

To measure the gate-source breakdown voltage of a field-effect transistor under specified conditions.

#### 8.4.2.4.2 Circuit diagram

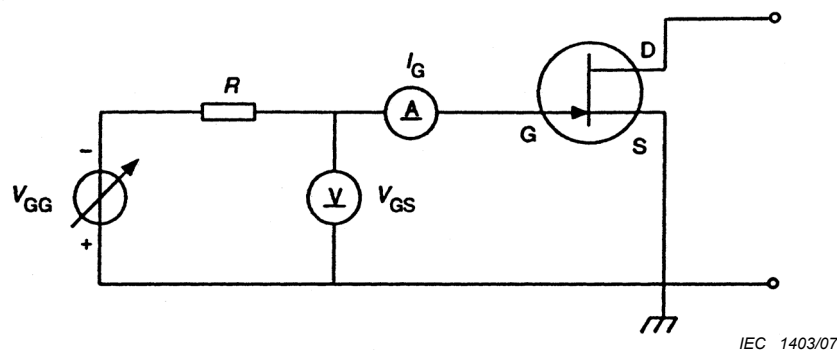


Figure 50 – Circuit for the measurement of gate-source breakdown voltage,  $V_{(BR)GSO}$

#### 8.4.2.4.3 Circuit description and requirements

$R$  is a protective resistor.

#### 8.4.2.4.4 Measurement procedure

The gate bias voltage,  $V_{GG}$ , is set to the appropriate value.

By varying the gate bias voltage, the gate current,  $I_G$ , is set to the specified value,  $I_{GG}$ .

The breakdown voltage,  $V_{(BR)GSO}$  is the gate-source voltage,  $V_{GS}$ , measured at the specified gate current.

#### 8.4.2.4.5 Specified conditions

- Ambient or point temperature,  $T_{amb}$  or  $T_{case}$
- Specified gate current,  $I_{GG}$

#### 8.4.2.5 Gate-drain breakdown voltage ( $V_{(BR)GDO}$ )

##### 8.4.2.5.1 Purpose

To measure the gate-drain breakdown voltage of a field-effect transistor under specified conditions.

##### 8.4.2.5.2 Circuit diagram

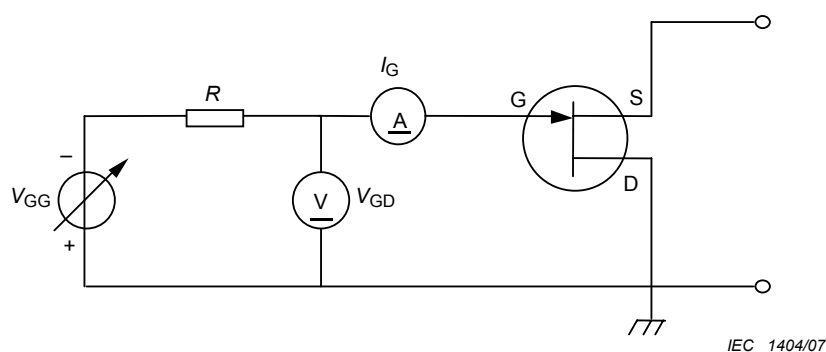


Figure 51 – Circuit for the measurement of gate-drain breakdown voltage,  $V_{(BR)GDO}$

#### 8.4.2.5.3 Circuit description and requirements

$R$  is a protective resistor.

#### 8.4.2.5.4 Measurement procedure

The gate bias voltage,  $V_{GG}$ , is set to the appropriate value.

By varying the gate bias voltage, the gate current,  $I_G$ , is set to the specified value,  $I_{GG}$ .

The breakdown voltage,  $V_{(BR)GDO}$  is the gate-drain voltage,  $V_{GD}$ , measured at the specified gate current.

#### 8.4.2.5.5 Specified conditions

- Ambient or point temperature,  $T_{amb}$  or  $T_{case}$
- Specified gate current,  $I_{GG}$

#### 8.4.2.6 Thermal resistance, channel-to-case ( $R_{th(ch-c)}$ , $R_{th(j-c)}$ )

##### 8.4.2.6.1 Purpose

To measure the thermal resistance, channel-to-case of a field-effect transistor under specified conditions.

##### 8.4.2.6.2 Circuit diagram

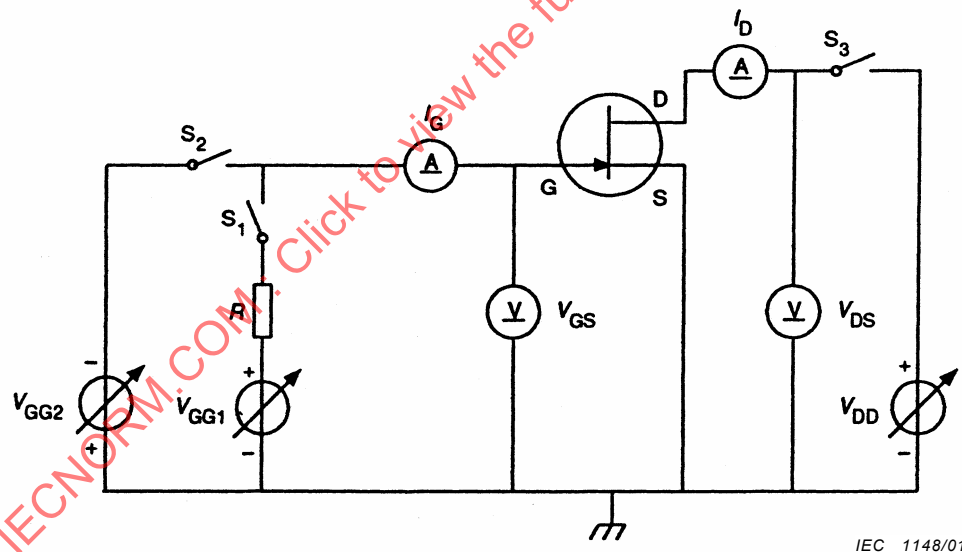


Figure 52 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case

##### 8.4.2.6.3 Principle of measurement

The method uses the gate-source forward voltage,  $V_{GSF}$ , at open-circuit drain for a fixed reference gate forward current,  $I_{G(ref)}$ , as temperature-sensitive characteristic for the measurement of the (virtual) channel temperature,  $T_{ch}$ .

The method consists of two steps:

- 1) Establishment of the individual calibration curve,  $V_{GSF} = f(T_{ch})$  which is then approximated by a straight line. During this calibration,  $T_{ch}$  is equivalent to  $T_{amb}$ .

The slope of this line is the temperature coefficient,  $\alpha$ , of the gate-source forward voltage:

$$\alpha = \frac{\Delta V_{\text{GSF}}}{\Delta T_{\text{ch}}} \quad (43) \text{ (see Figure 54)}$$

- 2) Application of a constant power dissipation,  $V_{\text{DS}} \times I_{\text{D}}$ , until thermal equilibrium is reached, and measurement of the resulting change ( $\Delta V_{\text{GSF}}$ ) of the gate-source forward voltage.

The thermal resistance is then calculated as:

$$R_{\text{th(ch-c)}} = \frac{\Delta V_{\text{GSF}}}{\alpha} \times \frac{1}{V_{\text{DS}} \times I_{\text{D}}} \quad (44)$$

#### 8.4.2.6.4 Circuit description and requirements

Resistor  $R$  shall be high enough, compared with the static gate-source input resistance, to ensure sufficient constancy of the reference gate forward current.

$V_{\text{GG1}}$  and  $R$  may be replaced by a constant current source.

The timing of the DC pulses supplied to the device being measured is shown in Figure 53. The current passing through the voltmeter for  $V_{\text{GS}}$  shall be negligible compared with the forward gate current of the device being measured.

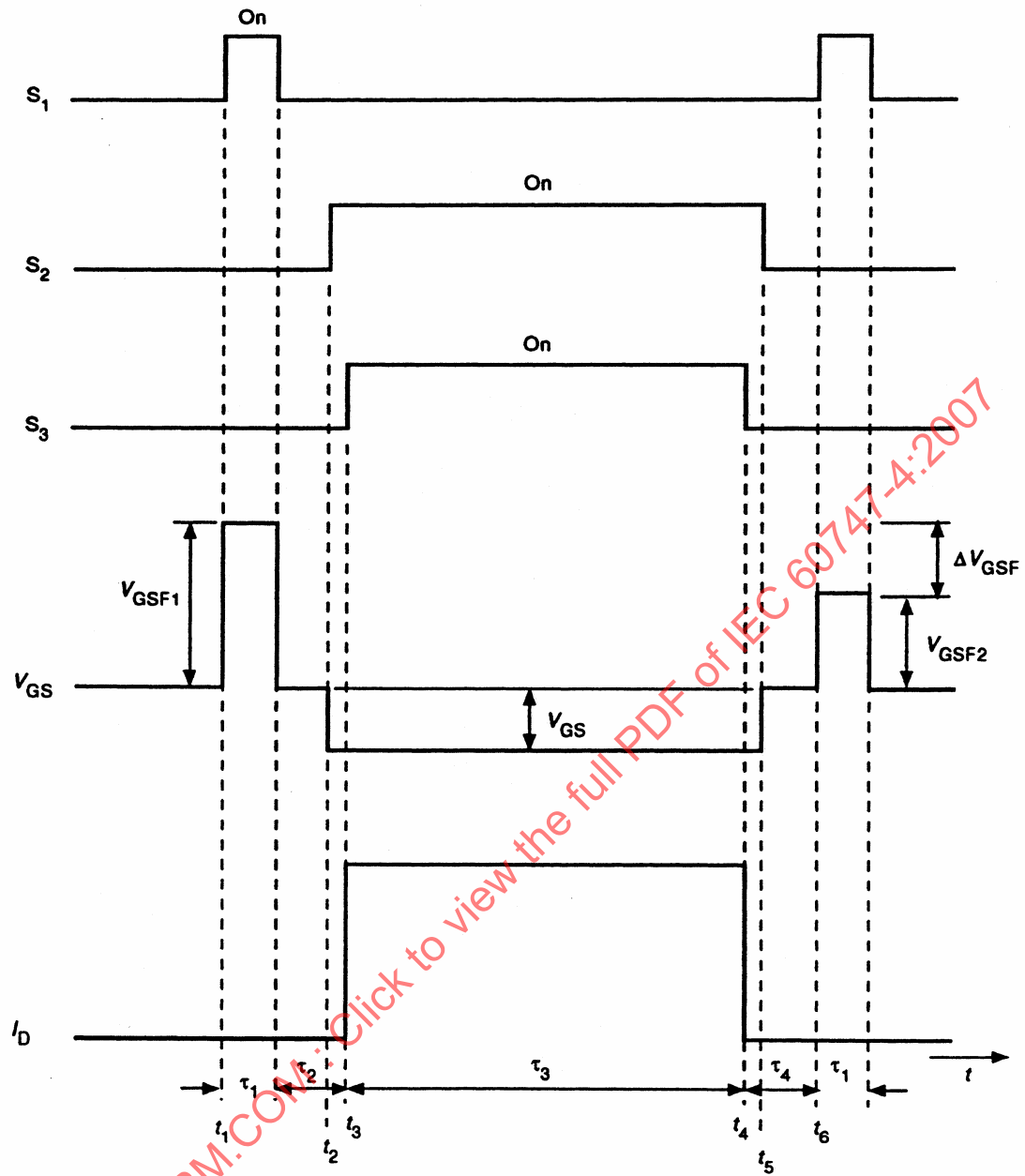
#### 8.4.2.6.5 Precautions to be observed

See general precautions.

The specified case temperature of the device being measured shall be kept constant during the measurement.

#### 8.4.2.6.6 Measurement procedure

The measurement consists of two parts, the measurement of the thermal coefficient and the measurement of thermal resistance, channel-to-case.



IEC 1149/01

Figure 53 – Timing chart of DC pulse to be supplied to the device being measured

#### 8.4.2.6.7 Measurement of $\alpha$

The device being measured is mounted on a heating block (or placed in a heating oven) and connected to the circuit as shown in Figure 52. Switches  $S_2$  and  $S_3$  are off, switch  $S_1$  is on.

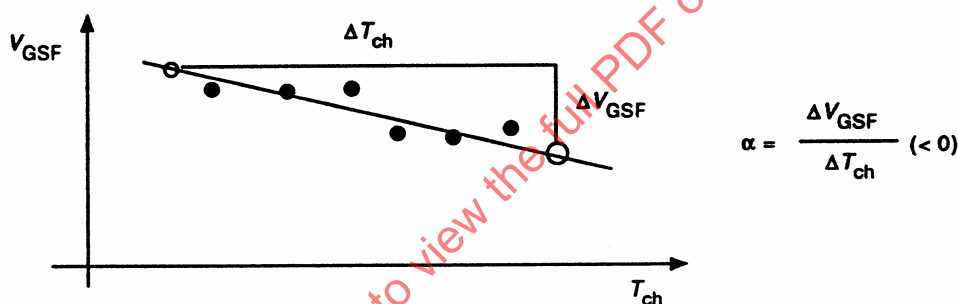
$R$  is adjusted such that the reference gate forward current,  $I_{G(\text{ref})}$ , has a suitable value for the purpose of the measurements.

This value is not changed again during the whole measurement procedure for  $\alpha$  and  $R_{\text{th(ch-c)}}$ . After this adjustment, switch  $S_1$  is opened.

This calibration curve,  $V_{\text{GSF}} = f(T_{\text{ch}})$ , is established by measuring a sufficient number of points of the curve to allow for a sufficiently precise straight-line approximation. For this, in each point of the curve, the temperature of the heating block is set to a measured value,  $T_{\text{ch}}$ .

After thermal equilibrium is reached, switch  $S_1$  is closed for the same time  $\tau_1$  as it will later be closed for at the measurement  $R_{\text{th(ch-c)}}$ . The gate-source forward voltage is recorded.

From the measured points the straight-line approximation is derived, and  $\alpha$  is calculated from its slope (see Figure 54).



IEC 1150/01

Figure 54 – Calibration curve  $V_{\text{GSF}} = f(T_{\text{ch}})$  for fixed  $I_{G(\text{ref})}$ , evaluation of  $\alpha$

#### 8.4.2.6.8 Measurement of $R_{\text{th(ch-c)}}$

The device being measured is connected to the circuit as shown in Figure 52. The measurement begins after thermal equilibrium is reached. At  $t = t_1$ ,  $S_1$  is switched on for the period  $\tau_1$  and the gate-source forward voltage  $V_{\text{GSF}1}$  is recorded. After  $\tau_1$ ,  $S_1$  is switched off.

Period  $\tau_1$  is usually selected to be several tens of microseconds.

At  $t = t_2$ ,  $S_2$  is switched on. At  $t = t_3$ ,  $S_3$  is switched on, and  $V_{\text{GG}2}$  is adjusted to reach the required value of  $I_D$ .  $V_{\text{DS}}$  and  $I_D$  are recorded.

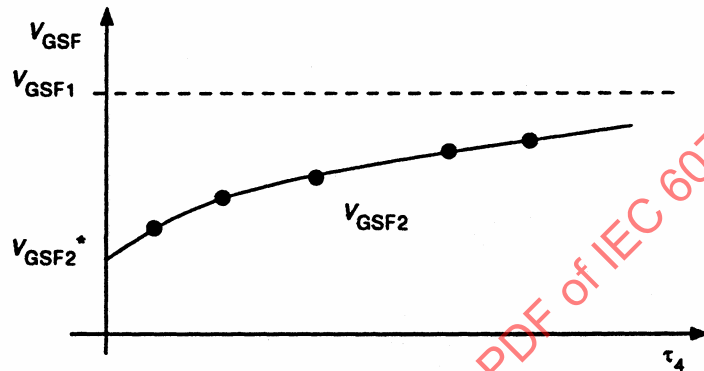
After the period  $\tau_3$ , when thermal equilibrium is reached,  $S_3$  is switched off at  $t = t_4$ . Usually, several hundreds of milliseconds for  $\tau_3$  will be sufficient.  $S_2$  is switched off at  $t = t_5$ , just after  $S_3$  is switched off. At  $t = t_6$ , after the delay time  $\tau_4$  has elapsed with respect to delay time  $\tau_4$ ,  $S_1$  is switched on again for the period  $\tau_1$  and the gate-source forward voltage,  $V_{\text{GSF}2}$ , is recorded.

The above-described measurement procedure is repeated for increasing values of  $\tau_4$ , all other conditions being held constant. The resulting values for  $V_{GSF2}$  are recorded.

These values are inserted in a graph showing  $V_{GSF2} = f(\tau_4)$  (see Figure 55). From the graph,  $V_{GSF2}^*$  can be extrapolated, which is  $V_{GSF2}$  for  $\tau_4 = 0$ .  $R_{th(ch-c)}$  is calculated as:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{V_{GSF2}^* - V_{GSF1}}{\alpha} \times \frac{1}{V_{DS} \times I_D} \quad (45)$$

Note that both  $(V_{GSF2}^* - V_{GSF1})$  and  $\alpha$  have a negative value.



IEC 1151/01

Figure 55 –  $V_{GSF2}$  in function of delay time  $\tau_4$

#### 8.4.2.6.9 Specified conditions

- Ambient temperature:  $T_{amb}$
- Case temperature:  $T_{case}$
- Reference gate-source forward current:  $I_G$
- Drain current:  $I_D$
- Drain source voltage:  $V_{DS}$

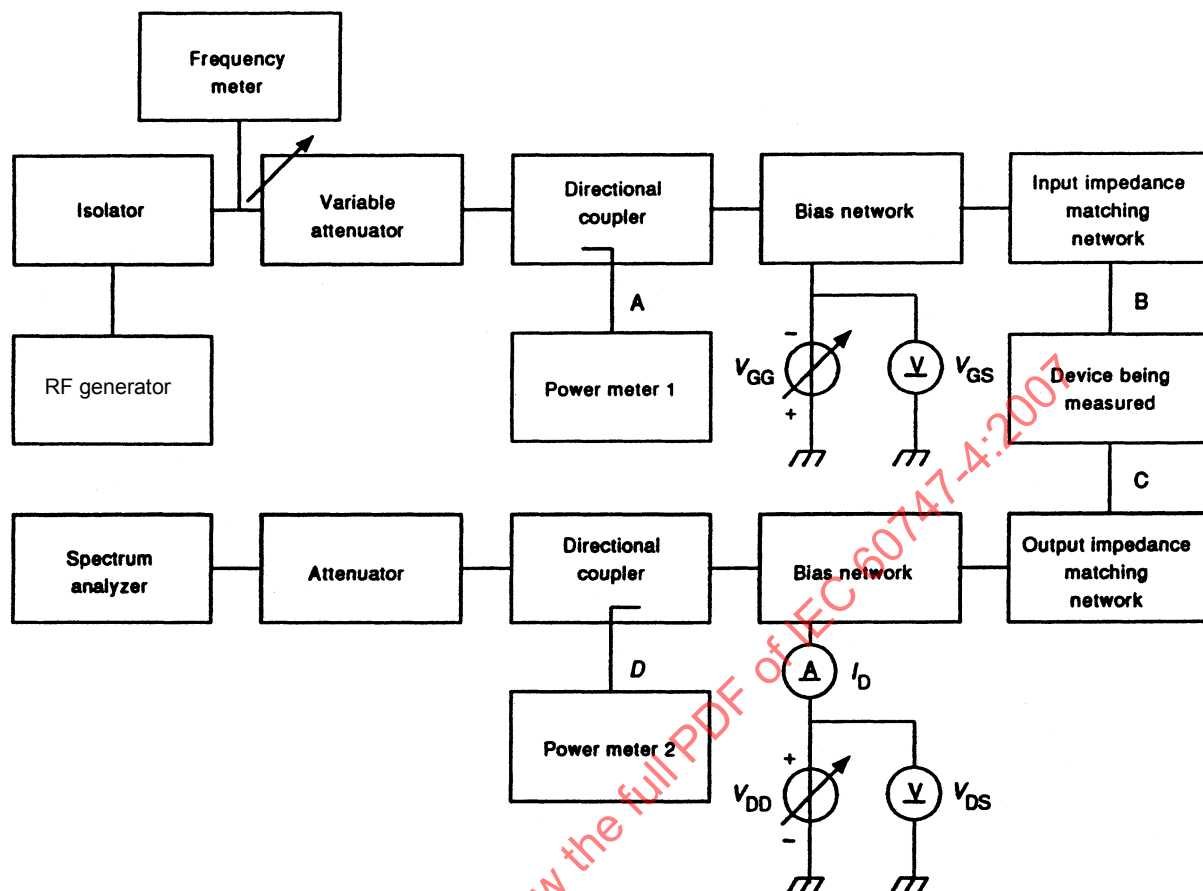
#### 8.4.3 RF characteristics

##### 8.4.3.1 Output power at specified input power ( $P_o$ )

###### 8.4.3.1.1 Purpose

To measure the output power at specified input power of a field-effect transistor under specified conditions.

#### 8.4.3.1.2 Circuit diagram



IEC 1405/07

Figure 56 – Circuit for the measurement of output power at specified input power

#### 8.4.3.1.3 Principle of measurements

In the circuit diagram shown in Figure 56, the input power,  $P_i$ , and the output power,  $P_o$ , of the device being measured are derived from the following equations:

$$P_i = P_1 - L_1 \quad (46)$$

$$P_o = P_2 - L_2 \quad (47)$$

where  $P_1$  and  $P_2$  are the values indicated by the power meters 1 and 2, respectively.  $L_1$  and  $L_2$  are the circuit losses from point A to point B and from point C to point D shown in Figure 56, respectively.  $P_i$ ,  $P_o$ ,  $P_1$  and  $P_2$  are expressed in dBm.  $L_1$  and  $L_2$  are expressed in dB.

Output power,  $P_o$ , at specified input power is derived from the equation (47).

#### 8.4.3.1.4 Circuit description and requirements

The purpose of the isolator is to enable the power level to the device being measured to be kept constant irrespective of impedance mismatches at its input. The device being measured should be mounted on the test fixture having a good heat flow. The circuit losses  $L_1$  and  $L_2$  should be measured beforehand.

NOTE It is desirable in the measurement of  $L_1$  and  $L_2$  that the input and output-impedance network are tuned beforehand.

#### 8.4.3.1.5 Precautions to be observed

There should not be any abrupt impedance change at the input and output matching circuits. Oscillation, which is checked by a spectrum analyzer, shall be eliminated during these measurements. Termination shall be capable of handling power supply.

#### 8.4.3.1.6 Measurement procedure

The frequency of the RF generator is adjusted to the specified value.

The gate-source voltage,  $V_{GS}$ , near gate-source cut-off voltage is applied.

The specified drain-source voltage,  $V_{DS}$ , is applied.

The drain current is adjusted to the specified value by varying  $V_{GG}$ .

An input power just below the specified value is applied to the device being measured.

The input and output impedance matching networks are adjusted so that the power meter 2 shows the maximum value.

The input power is increased to the specified value and final adjustments are made to the impedance matching networks.

The output power is measured at the specified input power.

#### 8.4.3.1.7 Specified conditions

- Ambient or case-point temperature,  $T_{amb}$  or  $T_{case}$
- Drain-source voltage
- Drain current
- Frequency
- Input power

#### 8.4.3.2 Output power at 1 dB gain compression ( $P_{O(1dB)}$ )

##### 8.4.3.2.1 Purpose

To measure the output power at 1 dB gain compression of a field-effect transistor under specified conditions.

##### 8.4.3.2.2 Circuit diagram

See the block diagram shown in Figure 56.

##### 8.4.3.2.3 Principle of measurement

Power gain,  $G_p$ , is derived from the following equation:

$$G_p = P_o - P_i \quad (48)$$

where  $P_o$  and  $P_i$  are derived from equation (46) and (47).

The output power at 1 dB gain compression,  $P_{O(1dB)}$ , is the value where the gain decreases by 1 dB, compared with the linear gain.

##### 8.4.3.2.4 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements of 8.4.3.1.4.

#### 8.4.3.2.5 Precautions to be observed

See the precautions of 8.4.3.1.5.

#### 8.4.3.2.6 Measurement procedure

The frequency of the RF generator should be adjusted to the specified value.

The gate-source voltage,  $V_{GS}$ , near gate-source cut-off voltage is applied.

The specified drain-source voltage,  $V_{DS}$ , is applied.

The drain current is adjusted to the specified value by varying  $V_{GG}$ .

An input power just below the specified value  $P_{i,match}$  is applied to the device being measured.

The input and output impedance matching networks are adjusted so that the power meter 2 shows the maximum value.

The input power is increased to the specified value  $P_{i,match}$  and final adjustments are made to the impedance matching networks.

An adequate input power that is the sufficiently low power level to the input power,  $P_{i,match}$ , is applied to the device being measured.

By varying input power, confirm that the change of the output power in decibels is the same as that of the input power.

The gain, measured in the region where the change of output power in decibels is the same as that of input power, is linear gain  $G_{lin}$ .

The input power is increased until the power gain is decreased by 1 dB, compared with linear gain,  $G_{lin}$ .

The output power is measured at 1 dB-gain compression point.

#### 8.4.3.2.7 Specified conditions

- Ambient or case-point temperature,  $T_{amb}$  or  $T_{case}$
- Drain-source voltage,  $V_{DS}$
- Drain current,  $I_D$
- Frequency
- Input power,  $P_{i,match}$

#### 8.4.3.3 Power gain at 1 dB gain compression ( $G_{p(1dB)}$ )

##### 8.4.3.3.1 Purpose

To measure the power gain at 1 dB gain compression of a field-effect transistor under specified conditions.

##### 8.4.3.3.2 Circuit diagram

See the block diagram shown in Figure 56.

##### 8.4.3.3.3 Principle of measurements

Power gain is derived from the equation (48). Power gain at 1 dB gain compression,  $G_{p(1dB)}$ , can be calculated by:

$$G_{p(1dB)} = G_{lin} - 1 \quad (49)$$

#### **8.4.3.3.4 Circuit description and requirements**

See the circuit description and requirements of 8.4.3.1.4.

#### **8.4.3.3.5 Precautions to be observed**

See the precautions of 8.4.3.1.5.

#### **8.4.3.3.6 Measurement procedure**

See the measurement procedure of 8.4.3.2.6. See the principle of measurements of 8.4.3.3.3.

#### **8.4.3.3.7 Specified conditions**

- Ambient or point temperature,  $T_{\text{amb}}$  or  $T_{\text{case}}$
- Drain-source voltage
- Drain current
- Frequency
- Input power,  $P_{\text{i,match}}$

#### **8.4.3.4 Power added efficiency ( $\eta_{\text{add}}$ )**

##### **8.4.3.4.1 Purpose**

To measure the power added efficiency of a field-effect transistor under specified conditions.

##### **8.4.3.4.2 Circuit diagram**

See the block diagram shown in Figure 56.

##### **8.4.3.4.3 Principle of measurements**

Power added efficiency ( $\eta_{\text{add}}$ ) in per cent is given by:

$$\eta_{\text{add}} = \frac{P_o - P_i}{V_{\text{DS}} \times I_{\text{D}}} \times 100 \quad (50)$$

where

$V_{\text{DS}}$  is the drain-source voltage in volts;

$I_{\text{D}}$  is the drain current in amperes;

$P_o$  and  $P_i$  are expressed in watts.

##### **8.4.3.4.4 Circuit description and requirements**

See the circuit description and requirements of 8.4.3.1.4.

##### **8.4.3.4.5 Precautions to be observed**

See the precautions of 8.4.3.1.5.

##### **8.4.3.4.6 Measurement procedure**

The frequency of the RF generator should be adjusted to the specified value.

The gate-source voltage,  $V_{\text{GS}}$ , near gate-source cut-off voltage is applied.

The specified drain-source voltage,  $V_{DS}$ , is applied.

The drain current is adjusted to the specified value by varying  $V_{GG}$ .

The specified input power is applied to the device being measured and input and output impedance matching networks are adjusted so that the power meter 2 shows the maximum value.

The output power,  $P_o$ , is measured at the specified input power,  $P_i$ .

The corresponding drain-source voltage,  $V_{DS}$ , and drain current,  $I_D$ , are also measured.

#### 8.4.3.4.7 Specified conditions

- Ambient or case temperature,  $T_{amb}$  or  $T_{case}$
- Drain-source voltage,  $V_{DS}$
- Drain-current,  $I_D$
- Frequency
- Input power,  $P_i$

#### 8.4.3.5 Drain efficiency ( $\eta_d$ )

The measuring method given in 8.4.3.4 is applicable, with the term “ $\eta_{add}$ ” being replaced by “ $\eta_d$ ” which is given by equation (51).

$$\eta_d = \frac{P_o}{V_{DS} \times I_D} \times 100 \quad (51)$$

where

$V_{DS}$  is the drain-source voltage in volts;

$I_D$  is the drain current in amperes;

$P_o$  are expressed in watts.

#### 8.4.3.6 Noise figure ( $F$ ) and associated gain ( $G_{as}$ )

##### 8.4.3.6.1 Purpose

To measure the noise figure and the associated gain of a microwave field-effect transistor under specified conditions.

### 8.4.3.6.2 Circuit diagram

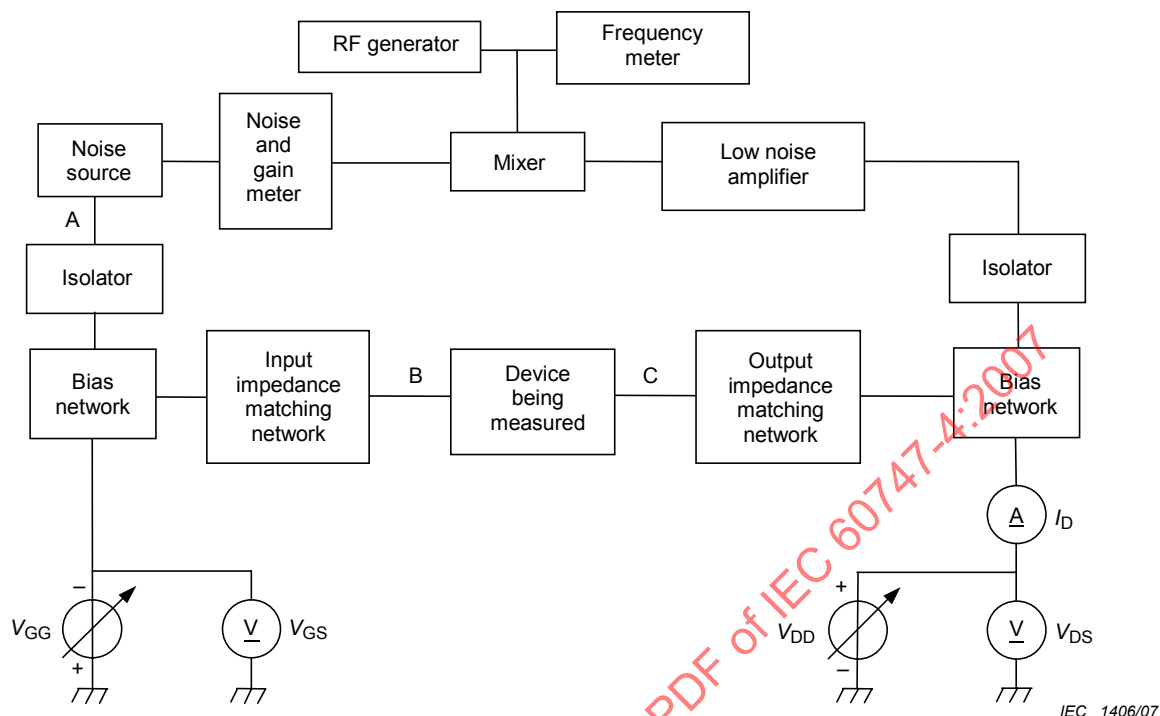


Figure 57 – Circuit for the measurement of the noise figure and associated gain

### 8.4.3.6.3 Principle of measurement

The noise figure  $F$  of the device being measured is derived from the following equation:

$$F = 10 \log \left( 10^{(F_{12} - L_1)/10} - \frac{10^{F_2/10} - 1}{10^{G_{as}/10}} \right) \quad (52)$$

where

$F_{12}$  is the overall noise figure;

$L_1$  is the circuit loss from point A to B;

$F_2$  is the noise figure after point C at the output stage, and

$G_{as}$  is the associated gain of the device being measured.

$F$ ,  $F_{12}$ ,  $F_2$ ,  $L_1$  and  $G_{as}$  are expressed in decibels. The noise figure measurement is carried out by using the hot and cold measurement method.  $F_{12}$ ,  $F_2$  and  $G_{as}$  are calculated as follows:

$$F_{12} = 10 \log \left( \frac{10^{ENR/10}}{(P_{N1}/P_{N2}) - 1} \right) \quad (53)$$

$$F_2 = 10 \log \left( \frac{10^{ENR/10}}{(P_{N3}/P_{N4}) - 1} \right) \quad (54)$$

$$G_{as} = 10 \log \left( \frac{P_{N1} - P_{N2}}{P_{N3} - P_{N4}} \right) \quad (55)$$

where

$ENR$  is the excess noise ratio of the noise source;

$P_{N1}$  and  $P_{N2}$  in W are the measured noise power under the hot and cold state of the noise source, respectively;

$P_{N3}$  and  $P_{N4}$  in W are the measured noise powers under the hot and cold state of the noise source, respectively, in the case of directly connecting point B to C in Figure 57.

The temperature of the measurement is 290 K.

#### 8.4.3.6.4 Circuit description and requirements

The circuit loss  $L_1$  from point A to B should be measured beforehand.

#### 8.4.3.6.5 Precautions to be observed

The entire circuit shall be shielded and grounded to prevent undesired signals. For noise figure measurement under the single-side-band (SSB) condition, careful attention shall be paid to the image and other spurious responses which are generated by the mixer. These spurious responses should be reduced so as to be negligible.

#### 8.4.3.6.6 Measurement procedure

The frequency of the RF generator is adjusted to the specified condition.

In order to measure the noise contribution of the measurement system, connect point B to C in Figure 57 without the device being measured and set the input and output impedance matching networks to 50  $\Omega$ .

The noise power  $P_{N3}$  and  $P_{N4}$  corresponding to the noise source hot and cold, respectively, are measured.

The noise figure  $F_2$  in decibels is calculated by equation (54).

The device being measured is inserted as shown in Figure 57.

The gate-source voltage  $V_{GS}$  (near the gate-source cut-off voltage) is applied.

The specified drain-source voltage  $V_{DS}$  is applied.

The drain current  $I_D$  is adjusted to the specified value by varying  $V_{GG}$ .

During the adjustment of the input and output matching networks, the noise power  $P_{N1}$  and  $P_{N2}$  corresponding to the noise source hot and cold, respectively, are measured.

The noise figure  $F_{12}$  in decibels is calculated by equation (53).

The associated gain  $G_{as}$  in decibels is calculated by equation (55).

The noise figure  $F$  in decibels is calculated by equation (52).

The input impedance matching network is adjusted to the minimum value of  $F$ .

The output impedance matching network is adjusted to the maximum value of  $G_{as}$ .

Repeat the above two steps until no further reduction in noise figure  $F$  is possible.

#### 8.4.3.6.7 Specified conditions

- Ambient or reference point temperature
- Drain source voltage
- Drain current
- Frequency
- Single-side band or double-side band.

#### 8.4.3.7 Minimum noise figure ( $F_{\min}$ ), equivalent input noise resistance ( $R_n$ ) and source reflection factor for minimum noise figure ( $r_{GF\min}$ )

##### 8.4.3.7.1 Purpose

To measure the minimum noise figure, equivalent input noise resistance and source reflection factor for the minimum noise figure of a microwave field-effect transistor under specified conditions.

##### 8.4.3.7.2 Circuit diagram

See the circuit diagram in 8.4.3.6.2.

##### 8.4.3.7.3 Principle of measurement

See the principle of measurement in 8.4.3.6.3.

The noise figure dependence on the source admittance can be expressed as:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \{ (G_s - G_0)^2 + (B_s - B_0)^2 \} \quad (56)$$

where

$F$  is the noise figure;

$F_{\min}$  is the minimum noise figure;

$R_n$  is the equivalent input noise resistance ;

$G_s$  is the source conductance;

$B_s$  is the source susceptance ;

$G_0$  is the source conductance for  $F_{\min}$ ;

$B_0$  is the source susceptance for  $F_{\min}$ .

To determine the four parameters,  $F_{\min}$ ,  $R_n$ ,  $G_0$  and  $B_0$ , four dimensional simultaneous equations should be solved.

From equation (56)

$$F = F_{\min} + \frac{R_n |Y_0|^2}{G_s} - 2 R_n G_0 + \frac{R_n |Y_s|^2}{G_s} - 2 R_n B_0 \left( \frac{B_s}{G_s} \right) \quad (57)$$

where

$$Y_0 = G_0 + jB_0 \quad (58)$$

$$Y_s = G_s + jB_s \quad (59)$$

In equation (57),  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  and  $X_4$  are defined as

$$\begin{aligned} X_1 &= F_{\min} - 2 R_n G_0 \\ X_2 &= R_n |Y_0|^2 \\ X_3 &= R_n \\ X_4 &= R_n B_0 \end{aligned} \quad (60)$$

Then, equation (57) leads to the following equations for  $n$  different  $Y_s$ :

$$\begin{aligned} F_{(1)} &= X_1 + \frac{1}{G_{s(1)}} X_2 + \frac{|Y_{s(1)}|^2}{G_{s(1)}} X_3 - 2 \left( \frac{B_{s(1)}}{G_{s(1)}} \right) X_4 \\ &\vdots \\ F_{(n)} &= X_1 + \frac{1}{G_{s(n)}} X_2 + \frac{|Y_{s(n)}|^2}{G_{s(n)}} X_3 - 2 \left( \frac{B_{s(n)}}{G_{s(n)}} \right) X_4 \end{aligned} \quad (61)$$

Substituting  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  and  $X_4$  obtained from equation (61) into equation (60), the four parameters are determined as follows:

$$F_{\min} = X_1 + 2 \sqrt{X_2 X_3 - X_4^2} \quad (62)$$

$$R_n = X_3 \quad (63)$$

$$G_0 = \sqrt{X_2 / X_3 - (X_4 / X_3)^2} \quad (64)$$

$$B_0 = X_4 / X_3 \quad (65)$$

$r_{GF\min}$ , source reflection factor for  $F_{\min}$ , is determined from the above  $G_0$  and  $B_0$ .

#### 8.4.3.7.4 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements in 8.4.3.6.4.

#### 8.4.3.7.5 Precautions to be observed

See the precaution to be observed in 8.4.3.6.5.

#### 8.4.3.7.6 Measurement procedure

The frequency of the RF generator is adjusted to the specified condition.

The device being measured is inserted as shown in Figure 57.

The gate-source voltage  $V_{GS}$  (near gate-source cut-off voltage) is applied.

The specified drain-source voltage  $V_{DS}$  is applied.

The drain current  $I_D$  is adjusted to the specified value by varying  $V_{GG}$ .

The input impedance matching network is adjusted so that the source admittance becomes  $(G_{S(10)}, B_{S(10)})$ .

The output impedance matching network is adjusted so that the maximum power gain is achieved.

The noise figure  $F_{(10)}$  is measured in accordance with the procedure described in 8.4.3.6.6.

Repeating the above procedure  $n$  times,  $F_{(10)-(n)}$  are determined for the  $n$  source admittance  $(G_{S(10)-(n)}, B_{S(10)-(n)})$ .

The noise parameters:  $F_{min}$ ,  $R_n$  and  $r_{GFmin}$  are determined from the equations (61) to (65).

#### 8.4.3.7.7 Specified conditions

- Ambient or reference point temperature
- Drain source voltage
- Drain current
- Frequency
- Single-side band or double-side band.

#### 8.4.3.8 Scattering parameters ( $S_{ij}$ )

The measuring method given in 7.4.3.10 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.9 Maximum frequency of oscillation ( $f_{max}$ )

The measuring method given in 7.4.3.11 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.10 Transition frequency ( $f_T$ )

The measuring method given in 7.4.3.12 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.11 Frequency of unity current transfer ratio ( $f_1$ )

The measuring method given in 7.4.3.13 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.12 Maximum available gain ( $G_{a(max)}$ )

The measuring method given in 7.4.3.14 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.13 Maximum stable gain ( $G_{ms}$ )

The measuring method given in 7.4.3.15 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.14 Insertion power gain ( $|S_{21}|^2$ )

The measuring method given in 7.4.3.16 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.15 Intermodulation distortion (two-tone) ( $P_1/P_n$ )

The measuring method given in 7.4.3.17 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.4.3.16 Input power at the intercept point (for intermodulation products) ( $P_{i,n(IP)}$ ) and output power at the intercept point (for intermodulation products) ( $P_{o,n(IP)}$ )

The measuring method given in 7.4.3.18 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

### 8.5 Verifying methods

#### 8.5.1 Load mismatch tolerance ( $\Psi_L$ )

The verifying method given in 7.5.1 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.5.2 Source mismatch tolerance ( $\Psi_S$ )

The verifying method given in 7.5.2 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Tables 10 and 11.

#### 8.5.3 Load mismatch ruggedness ( $\Psi_R$ )

The verifying method given in 7.5.3 is applicable, with the terms and symbols being replaced with the replacing rules shown in Table 10 and 11.

## 9 Assessment and reliability – specific requirements

### 9.1 Electrical test conditions

Test conditions and test circuits, for each device category, are listed in Table 12. The relevant specification will state which test(s) will apply.

### 9.2 Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests

Failure-defining characteristics, their failure criteria and measurement conditions for each device category are listed in Table 13.

NOTE Characteristics should be measured in the sequence in which they are listed in this table because the changes of characteristics caused by some failure mechanisms may be wholly or partially masked by the influence of other measurements.

### 9.3 Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests

(Under consideration).

### 9.4 Procedure in case of a testing error

When a device has failed as a result of a testing error (such as a test equipment fault or measurement equipment fault, or an operator error), the failure shall be noted in the data record with an explanation of the cause.



Table 12 (continued)

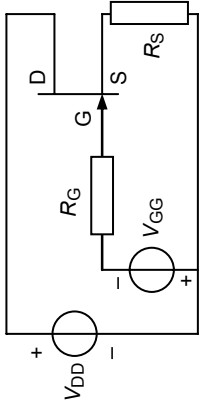
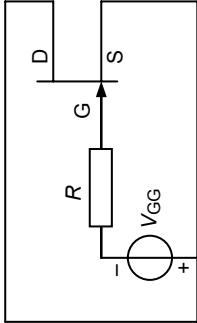
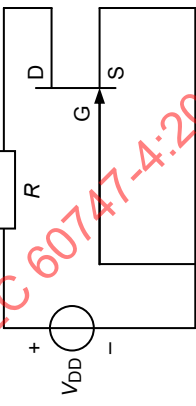
| Device categories        | Tests                                               | Operating conditions                                   |                                                                                                                                                               |                                                                                 | Test circuits                                                                       | Remarks                                                                       |
|--------------------------|-----------------------------------------------------|--------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------|
|                          |                                                     | Current                                                | Voltage                                                                                                                                                       | Temperature                                                                     |                                                                                     |                                                                               |
| Field effect transistors | Operating life                                      | $I_D = \frac{P_{tot\max}}{V_{DS}}$ $I_D < I_{DSS\min}$ | $V_{GG}$ = set to obtain the required $I_D$<br>Preferably, for best regulation:<br>$V_{DS}$ = specified (preferably 0,8 $V_{DS\max}$ )<br>$V_{DD} = 2 V_{DS}$ | $t_{amb}$ or $t_{case}$ as specified<br>See 7.2.4 of IEC 60747-1:2006           |    | $R_G = 10\text{ k}\Omega$ or as specified<br>$R_S \approx \frac{V_{DS}}{I_D}$ |
|                          | High temperature reverse bias:<br>Depletion Types   |                                                        | $V_{DS} = 0$<br>$V_{GS} = 0,7$ to $0,8 V_{GSO\max}$ (preferably 0,8)                                                                                          | Highest operating temperature<br>$t_{amb(max)}$ or $t_{case(max)}$ as specified |    | $R$ = current limiting resistor                                               |
|                          | High temperature reverse bias:<br>Enhancement types |                                                        | $V_{GS} = 0$<br>$V_{DS} = 0,7$ to $0,8 V_{DSS\max}$ (preferably 0,8)                                                                                          | Highest operating temperature<br>$t_{amb(max)}$ or $t_{case(max)}$ as specified |  | $R$ = current limiting resistor                                               |

**Table 13 – Failure criteria and measurement conditions**

| Device categories                                                                                                                                                                                                                                                                         | Failure-defining characteristics   | Failure criteria (NOTE 1)                               | Measurement conditions                                                                                                                                               |
|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------|---------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Variable capacitance diodes for tuning applications                                                                                                                                                                                                                                       | $I_R$                              | $>2 \times \text{USL}$                                  | Highest $V_R$ specified for $I_R$                                                                                                                                    |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $V_F$                              | $>1,1 \times \text{USL}$                                | Highest $I_F$ specified for $V_F$                                                                                                                                    |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $Q$ or $r_s$                       | $<0,5 \times \text{LSL}$<br>$>2 \times \text{USL}$      | Lowest $V_R$ specified for $Q$                                                                                                                                       |
| Mixer diodes                                                                                                                                                                                                                                                                              | Under consideration                |                                                         |                                                                                                                                                                      |
| Impatt diodes                                                                                                                                                                                                                                                                             | Under consideration                |                                                         |                                                                                                                                                                      |
| Gunn diodes                                                                                                                                                                                                                                                                               | Under consideration                |                                                         |                                                                                                                                                                      |
| Bipolar transistors                                                                                                                                                                                                                                                                       | $I_{CBO}$                          | $>2 \times \text{USL}$                                  | Highest $V_{CB}$ specified for $I_{CBO}$                                                                                                                             |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $h_{21E}$<br>( $h_{21e}$ (NOTE 2)) | $<0,8 \times \text{LSL}$<br>$>1,2 \times \text{USL}$    | A value of $I_C$ for which a $h_{21E}$ ( $h_{21e}$ ) tolerance (lower and upper limits) is specified                                                                 |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $V_{CEsat}$                        | $>1,2 \times \text{USL}$                                | Highest $I_C$ specified for $V_{CEsat}$                                                                                                                              |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $F$ (NOTE 3)                       | $>\text{USL} + 3 \text{ dB}$                            | Lowest $I_C$ specified for $F$                                                                                                                                       |
| Field-effect transistors                                                                                                                                                                                                                                                                  | $V_{(BR)GS}$<br>or<br>$I_{GSS}$    | $<0,8 \times \text{LSL}$<br><br>$>10 \times \text{USL}$ | A value of $I_G$ for which a $V_{(BR)GS}$ tolerance (lower limit) is specified<br><br>A value of $V_{GS}$ for which a $I_{GSS}$ tolerance (upper limit) is specified |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $V_{GSoff}$                        | $<0,8 \times \text{LSL}$<br>$>1,2 \times \text{USL}$    | A value of $I_D$ for which a $V_{GSoff}$ tolerance (lower and upper limits) is specified                                                                             |
|                                                                                                                                                                                                                                                                                           | $I_{DSS}$                          | $<0,9 \times \text{LSL}$<br>$>1,1 \times \text{USL}$    | A value of $V_{DS}$ for which a $I_D$ tolerance (lower and upper limits) is specified                                                                                |
| <p>NOTE 1 USL = upper specification limit.<br/>LSL = lower specification limit.<br/>IVD = initial value of individual device.</p> <p>NOTE 2 Only where no <math>h_{21E}</math> tolerances are specified or where <math>h_{21E}</math> is unspecified.</p> <p>NOTE 3 Where applicable.</p> |                                    |                                                         |                                                                                                                                                                      |

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007

## SOMMAIRE

|                                                                                                     |     |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| AVANT-PROPOS .....                                                                                  | 144 |
| 1 Domaine d'application .....                                                                       | 146 |
| 2 Références normatives .....                                                                       | 146 |
| 3 Diodes à capacité variable, diodes à retour rapide et diodes schottky de commutation rapide ..... | 146 |
| 3.1 Diodes à capacité variable .....                                                                | 146 |
| 3.1.1 Généralités .....                                                                             | 146 |
| 3.1.2 Terminologie et symboles littéraux .....                                                      | 147 |
| 3.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles .....                                        | 147 |
| 3.1.4 Méthodes de mesure .....                                                                      | 150 |
| 3.2 Diodes à retour rapide, diodes Schottky .....                                                   | 178 |
| 3.2.1 Généralités .....                                                                             | 178 |
| 3.2.2 Terminologie et symboles littéraux .....                                                      | 178 |
| 3.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles; .....                                       | 178 |
| 3.2.4 Méthodes de mesure .....                                                                      | 180 |
| 4 Diodes mélangeuses et diodes détectrices .....                                                    | 187 |
| 4.1 Diodes mélangeuses utilisées dans les applications radar .....                                  | 187 |
| 4.1.1 Généralités .....                                                                             | 187 |
| 4.1.2 Terminologie et symboles littéraux .....                                                      | 187 |
| 4.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles; .....                                       | 187 |
| 4.1.4 Méthodes de mesure .....                                                                      | 189 |
| 4.2 Diodes mélangeuses utilisées en transmission .....                                              | 208 |
| 4.2.1 Généralités .....                                                                             | 208 |
| 4.2.2 Terminologie et symboles littéraux .....                                                      | 208 |
| 4.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles; .....                                       | 208 |
| 4.2.4 Méthodes de mesure .....                                                                      | 210 |
| 4.3 Diodes détectrices .....                                                                        | 210 |
| 5 Diodes Impatt .....                                                                               | 210 |
| 5.1 Diodes Impatt pour applications en amplificateur .....                                          | 210 |
| 5.1.1 Généralités .....                                                                             | 210 |
| 5.1.2 Termes et définitions .....                                                                   | 210 |
| 5.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles; .....                                       | 213 |
| 5.2 Diodes Impatt pour applications en oscillateur .....                                            | 216 |
| 6 Diodes Gunn .....                                                                                 | 216 |
| 6.1 Généralités .....                                                                               | 216 |
| 6.2 Termes et définitions .....                                                                     | 217 |
| 6.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles; .....                                         | 217 |
| 6.4 Méthodes de mesure .....                                                                        | 217 |
| 6.4.1 Tension de claquage d'impulsion .....                                                         | 217 |
| 6.4.2 Tension de seuil .....                                                                        | 218 |
| 6.4.3 Résistance .....                                                                              | 219 |
| 7 Transistors bipolaires .....                                                                      | 220 |
| 7.1 Généralités .....                                                                               | 220 |
| 7.2 Termes et définitions .....                                                                     | 220 |
| 7.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles; .....                                         | 223 |

|       |                                                                                                           |     |
|-------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| 7.3.1 | Généralités.....                                                                                          | 223 |
| 7.3.2 | Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues) .....                                     | 223 |
| 7.4   | Méthodes de mesure .....                                                                                  | 226 |
| 7.4.1 | Généralités.....                                                                                          | 226 |
| 7.4.2 | Caractéristiques en continu .....                                                                         | 228 |
| 7.4.3 | Caractéristiques RF .....                                                                                 | 228 |
| 7.5   | Méthodes de vérification.....                                                                             | 242 |
| 7.5.1 | Tolérance de charge non adaptée ( $\Psi_L$ ).....                                                         | 242 |
| 7.5.2 | Tolérance de source non adaptée ( $\Psi_S$ ).....                                                         | 245 |
| 7.5.3 | Robustesse de charge non adaptée ( $\Psi_R$ ) .....                                                       | 248 |
| 8     | Transistors à effet de champ .....                                                                        | 249 |
| 8.1   | Généralités.....                                                                                          | 249 |
| 8.2   | Termes et définitions .....                                                                               | 249 |
| 8.3   | Valeurs limites et caractéristiques essentielles.....                                                     | 252 |
| 8.3.1 | Généralités.....                                                                                          | 252 |
| 8.3.2 | Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues) .....                                     | 252 |
| 8.4   | Méthodes de mesure .....                                                                                  | 254 |
| 8.4.1 | Généralités.....                                                                                          | 254 |
| 8.4.2 | Caractéristiques en continu .....                                                                         | 255 |
| 8.4.3 | Caractéristiques RF .....                                                                                 | 262 |
| 8.5   | Méthodes de vérification.....                                                                             | 273 |
| 8.5.1 | Tolérance de charge non adaptée ( $\Psi_L$ ).....                                                         | 273 |
| 8.5.2 | Tolérance de source non adaptée ( $\Psi_S$ ).....                                                         | 273 |
| 8.5.3 | Robustesse de charge non adaptée ( $\Psi_R$ ).....                                                        | 273 |
| 9     | Réception et fiabilité – exigences spécifiques.....                                                       | 273 |
| 9.1   | Conditions pour les essais électriques.....                                                               | 273 |
| 9.2   | Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception ..... | 273 |
| 9.3   | Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité ..... | 273 |
| 9.4   | Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai.....                                                  | 273 |
|       | Figure 1 – Circuit équivalent .....                                                                       | 150 |
|       | Figure 2 – Circuit pour la mesure du courant inverse $I_R$ .....                                          | 151 |
|       | Figure 3 – Circuit pour la mesure de la tension directe $V_F$ .....                                       | 152 |
|       | Figure 4 – Circuit pour la mesure de la capacité totale $C_{tot}$ .....                                   | 153 |
|       | Figure 5 – Circuit de base pour la mesure du facteur de qualité effectif .....                            | 154 |
|       | Figure 6 – Circuit de base pour la mesure de l'inductance série.....                                      | 155 |
|       | Figure 7 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique $R_{th}$ .....                               | 157 |
|       | Figure 8 – Circuit pour la mesure de l'impédance thermique transitoire $Z_{th}$ .....                     | 158 |
|       | Figure 9 – Montage en guide d'ondes .....                                                                 | 160 |
|       | Figure 10 – Circuit équivalent de la diode dans sa monture .....                                          | 160 |
|       | Figure 11 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure des pertes de transmission.....                       | 161 |
|       | Figure 12 – Courbe indiquant la puissance transmise en fonction de la fréquence .....                     | 163 |
|       | Figure 13 – Exemple de cavité.....                                                                        | 165 |
|       | Figure 14 – Schéma synoptique.....                                                                        | 167 |

|                                                                                                                            |     |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----|
| Figure 15 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure par transformation de la représentation d'impédance .....              | 174 |
| Figure 16 – Exemple de diagramme de l'impédance de la diode en fonction de la polarisation .....                           | 175 |
| Figure 17 – Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de $Q$ constant et de $R$ constante .....                    | 177 |
| Figure 18 – Temps de transition $t_t$ .....                                                                                | 178 |
| Figure 19 – Circuit pour la mesure du temps de transition ( $t_t$ ) .....                                                  | 180 |
| Figure 20 – L'intervalle de temps ( $t_{t1}$ ) .....                                                                       | 182 |
| Figure 21 – Circuit pour la mesure du temps de recouvrement inverse .....                                                  | 182 |
| Figure 22 – Le temps de recouvrement inverse $t_{rr}$ .....                                                                | 183 |
| Figure 23 – Principe de mesure de durée de vie des porteurs en excès .....                                                 | 184 |
| Figure 24 – Circuit pour la mesure de la durée de vie effective des porteurs en excès .....                                | 185 |
| Figure 25 – le rapport $i_{pr}$ sur $i_{pf}$ .....                                                                         | 186 |
| Figure 26 – Circuit pour la mesure du courant direct ( $I_F$ ) .....                                                       | 189 |
| Figure 27 – Circuit pour la mesure du courant redressé ( $I_0$ ) .....                                                     | 190 |
| Figure 28 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire ( $Z_{if}$ ) dans la méthode 1 .....        | 191 |
| Figure 29 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire ( $Z_{if}$ ) dans la méthode 2 .....        | 192 |
| Figure 30 – Circuit pour la mesure du rapport d'ondes stationnaires .....                                                  | 194 |
| Figure 31 – Circuit pour la mesure du facteur de bruit total .....                                                         | 196 |
| Figure 32 – Circuit pour la mesure du rapport de température de bruit en sortie .....                                      | 200 |
| Figure 33 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode d'accroissement continu .....                  | 202 |
| Figure 34 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode de modulation d'amplitude .....                | 203 |
| Figure 35 – Schéma du circuit de mesure de l'énergie de destruction .....                                                  | 204 |
| Figure 36 – Circuit pour la mesure de la tension de claquage d'impulsion .....                                             | 217 |
| Figure 37 – Circuit pour la mesure de la tension de seuil .....                                                            | 218 |
| Figure 38 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode voltmètre – ampèremètre .....                           | 219 |
| Figure 39 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode de substitution .....                                   | 220 |
| Figure 40 – Schéma du circuit de mesure des paramètres de diffusion .....                                                  | 230 |
| Figure 41 – Ondes incidentes et réfléchies dans un réseau à deux ports .....                                               | 231 |
| Figure 42 – Circuit de base pour la mesure de la distorsion d'intermodulation à deux fréquences porteuses .....            | 237 |
| Figure 43 – Exemple de produit d'intermodulation du troisième ordre par l'analyseur de spectre .....                       | 239 |
| Figure 44 – Caractéristique typique de la de puissance de sortie des produits d'intermodulation .....                      | 241 |
| Figure 45 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 1 ..... | 242 |
| Figure 46 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 2 ..... | 244 |
| Figure 47 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 1 .....         | 245 |

|                                                                                                                                            |         |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------|
| Figure 48 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 2 .....                         | 247     |
| Figure 49 – Circuit de base pour les mesures de la robustesse de charge non adaptée .....                                                  | 248     |
| Figure 50 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source $V_{(BR)GSO}$ .....                                     | 256     |
| Figure 51 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source, $V_{(BR)GDO}$ .....                                    | 257     |
| Figure 52 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique canal-boîtier .....                                                          | 258     |
| Figure 53 – Ordre d'application des impulsions de courant continu du dispositif à mesurer .....                                            | 260     |
| Figure 54 – Courbe d'étalonnage $V_{GSF} = f(T_{ch})$ pour une valeur spécifiée de $I_{G(ref)}$ , évaluation du coefficient $\alpha$ ..... | 261     |
| Figure 55 – $V_{GSF2}$ en fonction du temps de retard $\tau_4$ .....                                                                       | 262     |
| Figure 56 – Circuit de mesure de la puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée .....                                        | 263     |
| Figure 57 – Circuit de base pour la mesure du facteur de bruit .....                                                                       | 268     |
| <br>Tableau 1 – Valeurs limites électriques .....                                                                                          | <br>223 |
| Tableau 2 – Caractéristiques en continu .....                                                                                              | 224     |
| Tableau 3 – Caractéristiques RF .....                                                                                                      | 225     |
| Tableau 4 – Règle de remplacement des termes .....                                                                                         | 226     |
| Tableau 5 – Règle de remplacement des symboles dans le cas du courant de base constant .....                                               | 227     |
| Tableau 6 – Règle de remplacement des symboles dans le cas de la tension de base constante .....                                           | 227     |
| Tableau 7 – Valeurs limites électriques .....                                                                                              | 253     |
| Tableau 8 – Caractéristiques en continu .....                                                                                              | 253     |
| Tableau 9 – Caractéristiques RF .....                                                                                                      | 254     |
| Tableau 10 – Règles de remplacement des termes .....                                                                                       | 255     |
| Tableau 11 – Règles de remplacement des symboles .....                                                                                     | 255     |
| Tableau 12 – Modes opératoires et circuits de test .....                                                                                   | 274     |
| Tableau 13 – Critères de défaillance et conditions de mesure .....                                                                         | 276     |

## COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

### DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS – DISPOSITIFS DISCRETS –

#### Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences

#### AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (CEI) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI – entre autres activités – publie des Normes internationales, des Spécifications techniques, des Rapports techniques, des Spécifications accessibles au public (PAS) et des Guides (ci-après dénommés "Publication(s) de la CEI"). Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de la CEI intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de la CEI se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de la CEI. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que la CEI s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; la CEI ne peut pas être tenue responsable de l'éventuelle mauvaise utilisation ou interprétation qui en est faite par un quelconque utilisateur final.
- 4) Dans le but d'encourager l'uniformité internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de la CEI dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de la CEI et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) La CEI n'a prévu aucune procédure de marquage valant indication d'approbation et n'engage pas sa responsabilité pour les équipements déclarés conformes à une de ses Publications.
- 6) Tous les utilisateurs doivent s'assurer qu'ils sont en possession de la dernière édition de cette publication.
- 7) Aucune responsabilité ne doit être imputée à la CEI, à ses administrateurs, employés, auxiliaires ou mandataires, y compris ses experts particuliers et les membres de ses comités d'études et des Comités nationaux de la CEI, pour tout préjudice causé en cas de dommages corporels et matériels, ou de tout autre dommage de quelque nature que ce soit, directe ou indirecte, ou pour supporter les coûts (y compris les frais de justice) et les dépenses découlant de la publication ou de l'utilisation de cette Publication de la CEI ou de toute autre Publication de la CEI, ou au crédit qui lui est accordé.
- 8) L'attention est attirée sur les références normatives citées dans cette publication. L'utilisation de publications référencées est obligatoire pour une application correcte de la présente publication.
- 9) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Publication de la CEI peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

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

Cette deuxième édition annule et remplace la première édition, publiée en 1991, et ses amendements 1, 2 et 3 (1993, 1999 et 2001, respectivement) dont elle constitue une révision technique.

Les changements techniques majeurs par rapport à l'édition précédente sont les suivants:

- a) l'article concernant les transistors bipolaires a été ajouté ;
- b) l'article concernant les transistors à effet de champ a été modifié.

Le texte de cette norme est issu des documents suivants:

| FDIS         | Rapport de vote |
|--------------|-----------------|
| 47E/330/FDIS | 47E/339/RVD     |

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de la présente norme.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 2.

La liste de toutes les parties de la série CEI 60747, présentées sous le titre général *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets*, peut être consultée sur le site web de la CEI.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant la date de maintenance indiquée sur le site web de la CEI sous «<http://webstore.iec.ch>» dans les données relatives à la publication recherchée. A cette date, la publication sera

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

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007

## **DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS – DISPOSITIFS DISCRETS –**

### **Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences**

#### **1 Domaine d'application**

La présente partie de la CEI 60747 donne les exigences 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).

#### **2 Références normatives**

Les documents de référence suivants sont indispensables pour l'application du présent document. Pour les références datées, seule l'édition citée s'applique. Pour les références non datées, la dernière édition du document de référence s'applique (y compris les éventuels amendements).

CEI 60050-702 :1992, *Vocabulaire électrotechnique international – Chapitre 702 : Oscillations, signaux et dispositifs associés*

CEI 60747-1:2006, *Semiconductor devices – Part 1: General (disponible en anglais seulement)*

CEI 60747-7:2000, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 7: Transistors bipolaires*

CEI 60747-8:2000, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 8: Transistors à effet de champ*

CEI 60747-16-1:2001, *Semiconductor devices – Part 16-1: Microwave integrated circuits – Amplifiers (disponible en anglais seulement)*

Amendement 1(2007)

#### **3 Diodes à capacité variable, diodes à retour rapide et diodes schottky de commutation rapide**

##### **3.1 Diodes à capacité variable**

##### **3.1.1 Généralités**

Les informations données dans la présente 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*

Il faut que ces diodes aient une relation non linéaire entre la capacité et la tension, à la fréquence de fonctionnement, ainsi qu'un rapport élevé de la fréquence de coupure à la fréquence de fonctionnement.

#### *Diodes pour commutation (y compris la limitation)*

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

#### *Diodes pour amplification paramétrique*

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

### **3.1.2 Terminologie et symboles littéraux**

Voir 3.1.3.3.

### **3.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles**

#### **3.1.3.1 Généralités**

##### **3.1.3.1.1 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.

Il convient que les valeurs limites figurant en 3.1.3.2 soient indiquées aux températures suivantes:

– *dispositifs à température ambiante spécifiée :*

à une température ambiante de 25 °C et à une température plus élevée.

– *dispositifs à température de boîtier spécifiée :*

à une température du point de référence de 25 °C et à une autre température du point de référence.

##### **3.1.3.1.2 Catégories d'applications**

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

- colonne 1: applications pour accord;
- colonne 2: applications pour multiplication par génération d'harmoniques;

- ### 3.1.3.2 Valeurs limites

### 3.1.3.2.1 Températures

### 3.1.3.2.2 Tensions et courants

### 3.1.3.2.3 Dissipation de puissance

### 3.1.3.3 Caractéristiques électriques

#### 3.1.3.3.1 Capacité parasite ( $C_p$ )

### 3.1.3.3.2 Inductance série ( $L_s$ )

### 3.1.3.3.3 Capacité aux bornes ( $C_{tot}$ )

- [illegible]

**3.1.3.3.4 Capacité de la jonction ( $C_j$ )**

Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée (notes 2 et 3). Dans le cas où l'ordre de grandeur de  $C_p$  est le même que celui de la capacité aux bornes  $C_{tot}$ , il convient de donner une valeur typique pour  $C_j$  au lieu des valeurs minimale et maximale

**3.1.3.3.5 Facteur de qualité effectif ( $Q$ )**

Valeurs minimales pour deux ou plusieurs fréquences spécifiées dans des conditions de polarisation spécifiées (note 4)

**3.1.3.3.6 Fréquence de coupure**

Valeur minimale dans les conditions spécifiées (notes 4 et 5)

**3.1.3.3.7 Résistance série ( $r_s$ )**

Valeurs maximale et/ou typique dans les conditions spécifiées (note 4)

**3.1.3.3.8 Courant inverse**

Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée

**3.1.3.3.9 Résistance thermique**

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

**3.1.3.3.10 Temps de commutation**

Valeur typique dans les conditions spécifiées

**3.1.3.3.11 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

**3.1.3.3.12 Temps de transition**

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

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

NOTE 1 Voir la définition en 3.2.2.

NOTE 2 Pour les catégories 1, 2 et 3, il convient que la tension de polarisation spécifiée soit de  $-6\text{ V}$  et pour la catégorie 4, il convient que la tension de polarisation spécifiée soit de  $0\text{ V}$ .

NOTE 3 Il convient que la relation entre la capacité de jonction et la tension de polarisation soit représentée soit sous forme d'une courbe typique, soit sous forme mathématique. Il convient que cette dernière soit exprimée comme suit:

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

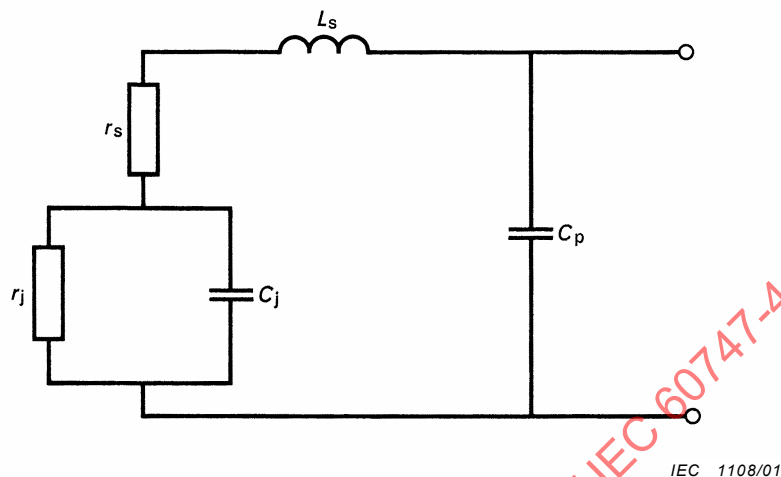
où  $V$  est la valeur absolue de la tension inverse appliquée et  $K$ ,  $\phi$ ,  $\gamma$  sont trois constantes. Il convient que le fabricant spécifie les valeurs typiques de  $K$ ,  $\phi$  et  $\gamma$ .

NOTE 4 Si la valeur du facteur  $Q$  et la résistance série ne sont pas spécifiées pour la catégorie 1, il faut que la fréquence de coupure soit alors spécifiée.

NOTE 5 La fréquence de coupures  $f_c$  est définie par:

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

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



#### Légende

$C_j$  capacité de la jonction

$C_p$  capacité parasite

$r_s$  résistance série

$L_s$  inductance série

$r_j$  résistance en basse fréquence de la jonction

En général,  $r_j$  a une valeur suffisamment élevée pour être négligeable.

**Figure 1 – Circuit équivalent**

#### 3.1.3.4 Données d'applications

Dans le cas de multiplication par génération d'harmoniques, il convient d'indiquer le rendement.

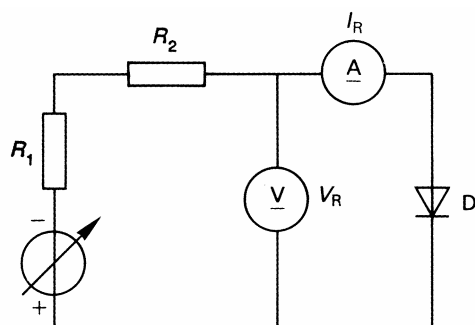
#### 3.1.4 Méthodes de mesure

##### 3.1.4.1 Courant inverse $I_R$

###### a) But

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

###### b) Schéma



IEC 1109/01

**Légende**

D diode à mesurer

**Figure 2 – Circuit pour la mesure du courant inverse  $I_R$** **c) Description et exigences du circuit**

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

$R_2$  est une résistance de protection.

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

**d) Procédure de mesures**

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  $I_R$ .

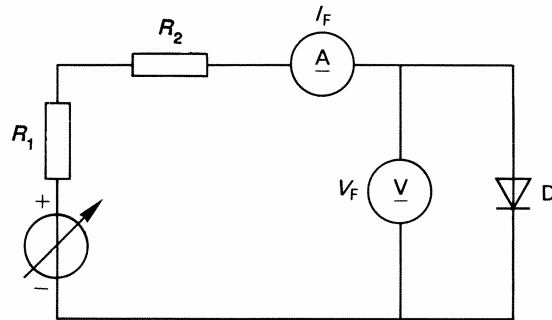
**e) Conditions spécifiées**

- 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.

**3.1.4.2 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**



IEC 1110/01

**Légende**

D diode à mesurer

**Figure 3 – Circuit pour la mesure de la tension directe  $V_F$**

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  $R_1$ .

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.

**3.1.4.3 Capacité  $C_{tot}$**

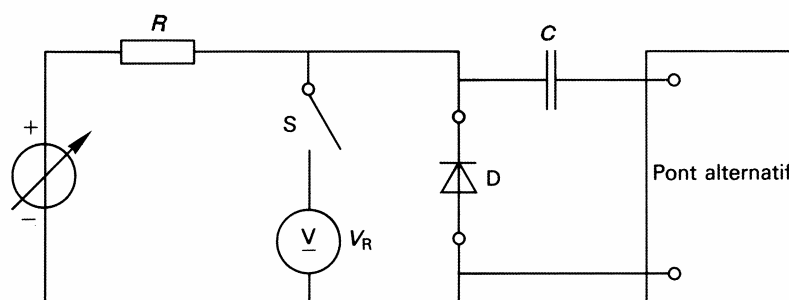
Il convient que la mesure de la capacité totale ( $C_{tot} = C_j + C_p$ ) soit faite à une fréquence suffisamment basse (inférieure aux hyperfréquences), de façon que les effets de l'inductance des conducteurs puissent être négligés. Dans ces conditions, la valeur mesurée de la capacité aux bornes est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



IEC 1111/01

**Légende**

D diode à mesurer

**Figure 4 – Circuit pour la mesure de la capacité totale  $C_{tot}$** **c) Description et exigences du circuit**

Il convient que la conductance de la résistance  $R$  soit faible vis-à-vis de l'admittance de la diode à mesurer.

Il faut que le condensateur  $C$  puisse supporter la tension de polarisation inverse de la diode et il convient qu'il soit équivalent à un court-circuit à la fréquence de mesure.

**d) Précautions à prendre**

Le pont doit être capable de supporter la tension de polarisation inverse de la diode sans altérer la précision de la mesure. Si la capacité mesurée est très petite, les conditions de montage ont une influence sur la précision des résultats et il convient qu'elles soient 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 volt-mètre  $V$  hors circuit; déterminer la capacité de la diode à mesurer 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**

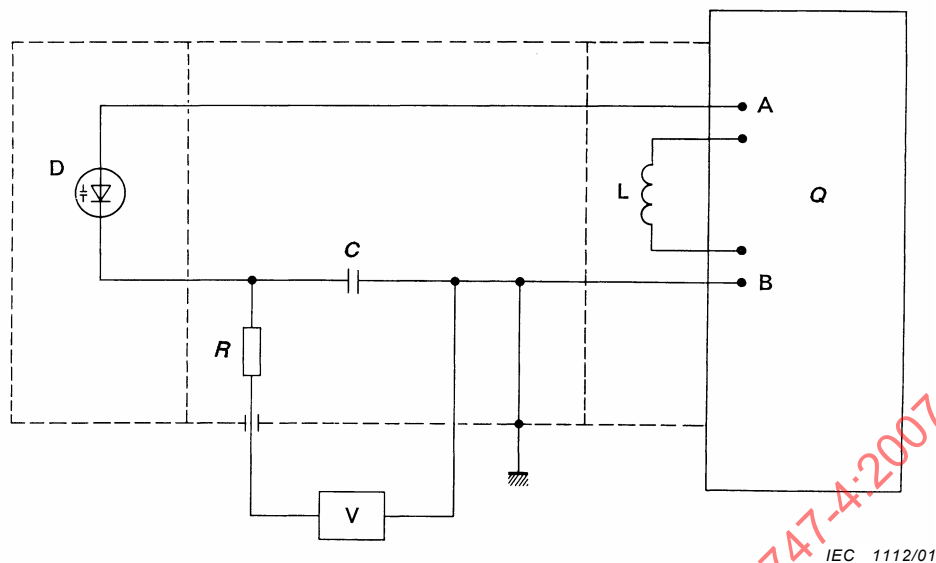
Température ambiante ou température de boîtier ( $t_{amb}$ ,  $t_{case}$ ).

- 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 celles décrites ci-dessus, effectuées à plusieurs points de polarisation.

**3.1.4.4 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).



**Légende**

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

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

*Description*

- a) Il convient que la source de tension présente 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.
- b) C est un condensateur de découplage présentant une impédance faible à la fréquence de mesure.
- c) L est une inductance choisie pour résonner avec la capacité en parallèle du circuit, à la fréquence de mesure.
- d) 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 à mesurer, mais le circuit de polarisation doit rester connecté au Q-mètre pendant toute la mesure.

On effectue quatre mesures:  $Q$  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:

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

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 que l'excursion dans la région non linéaire de la caractéristique de capacité soit petite. (Il faut que le résultat soit indépendant du niveau du signal.)

NOTE

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

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

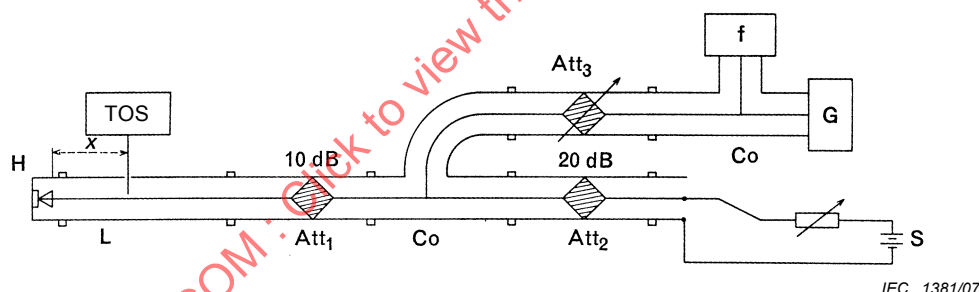
### 3.1.4.5 Résistance série $r_s$

La valeur effective de la résistance série  $r_s$  peut être déduite des valeurs de  $C_j$  et de  $f$  en employant la formule donnée en 3.1.4.4.

### 3.1.4.6 Inductance série $L_s$

Il convient d'effectuer les mesures 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.



#### Légende

|     |                                                  |
|-----|--------------------------------------------------|
| TOS | appareil de mesure du taux d'ondes stationnaires |
| x   | distance                                         |
| H   | tête pour la diode                               |
| L   | ligne fendue                                     |
| Att | atténuateur                                      |
| Co  | coupleur                                         |
| G   | générateur hyperfréquences                       |
| S   | source de polarisation                           |
| f   | fréquencemètre                                   |

**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. Il convient que la tension de polarisation soit suffisamment élevée, de sorte que l'augmentation de cette tension ne modifie pas le résultat de la mesure. (Cette condition peut

être satisfaite pour une tension de polarisation correspondant à un courant direct d'environ 5 mA.)

Ensuite, sans modification dans l'impédance de la ligne, on insère un bloc métallique dans la tête de mesure à la place de la diode afin d'effectuer un court-circuit pour la position du plan de référence qui est défini et pour lequel il convient qu'il soit 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:

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

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

où

$Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale ;

$\lambda$  est la 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, il est recommandé que le fabricant indique une valeur pour cette inductance.

### 3.1.4.7 Résistance thermique $R_{th}$

#### 3.1.4.7.1 But

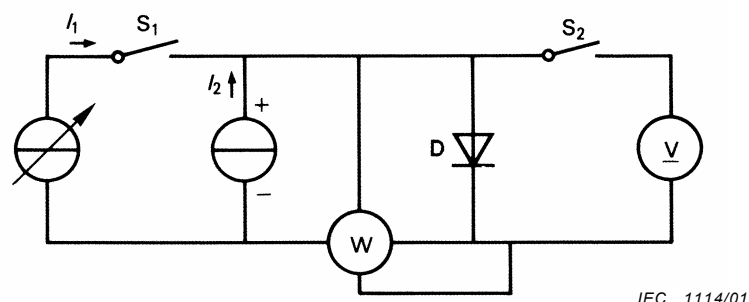
Mesurer la résistance thermique entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif à mesurer.

#### 3.1.4.7.2 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.

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

### 3.1.4.7.3 Schéma de base



#### Légende

D dispositif à mesurer

Figure 7 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique  $R_{th}$

### 3.1.4.7.4 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 à mesurer
- $S_1$  = 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

### 3.1.4.7.5 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 dispositif en essai contient un matériau ferromagnétique. Il convient que l'interrupteur  $S_2$  ne soit pas fermé tant que ces transitoires n'ont pas disparu.

NOTE Le courant de charge  $I_1$  défini en 3.1.4.7.4 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.

### 3.1.4.7.6 Procédure de mesures

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 à mesurer. Faire la mesure en deux étapes.

- 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.

- Maintenir le radiateur à une température plus basse. Augmenter le courant  $I_1$  jusqu'à ce que la puissance dissipée  $P_2$  échauffe 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:

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

### 3.1.4.8 Impédance thermique transitoire $Z_{th}$

#### 3.1.4.8.1 But

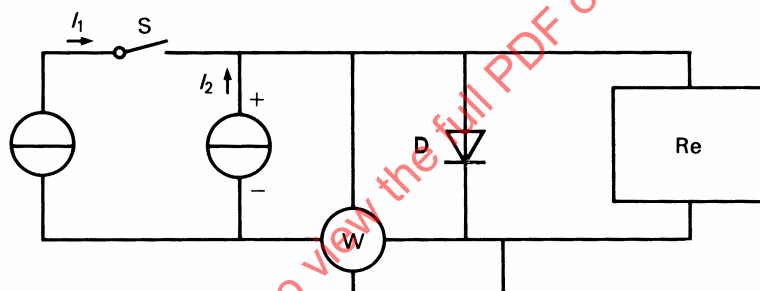
Mesurer l'impédance thermique transitoire entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif à mesurer.

#### 3.1.4.8.2 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.

#### 3.1.4.8.3 Schéma de base



IEC 1115/01

#### Légende

D dispositif à mesurer

Figure 8 – Circuit pour la mesure de l'impédance thermique transitoire  $Z_{th}$

#### 3.1.4.8.4 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  $I_2$

#### 3.1.4.8.5 Procédure de mesures

- 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 à mesurer sur un radiateur maintenu à température fixe. Fixer un thermocouple au point de référence afin de mesurer la température du point de référence

$T_c$  du dispositif à mesurer. Faire circuler le courant  $I_1$ , provoquant ainsi une dissipation de puissance  $P$  dans le dispositif à mesurer jusqu'à ce que l'équilibre thermique soit atteint.

- 3) Interrompre le courant  $I_1$  en ouvrant l'interrupteur S. Noter sur l'enregistreur Re la tension directe due au courant de référence  $I_2$  en fonction du temps de refroidissement. Enregistrer la température du point de référence pendant ce même temps.
- 4) Convertir la courbe de tension directe enregistrée en température virtuelle de jonction  $T_{vj}$  au moyen de la courbe d'étalonnage. Calculer l'impédance thermique transitoire  $Z_{(th)t}$  en utilisant l'expression suivante:

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

où

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

$T_{vj}(t)$  et  $T_c(t)$  sont les températures au temps  $t$ .

### 3.1.4.9 Cas des diodes varactors

Les méthodes de mesure suivantes, appropriées aux conditions de fonctionnement et à la structure du type de diode à mesurer, sont recommandées.

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.

#### 3.1.4.9.1 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.

##### 3.1.4.9.1.1 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.

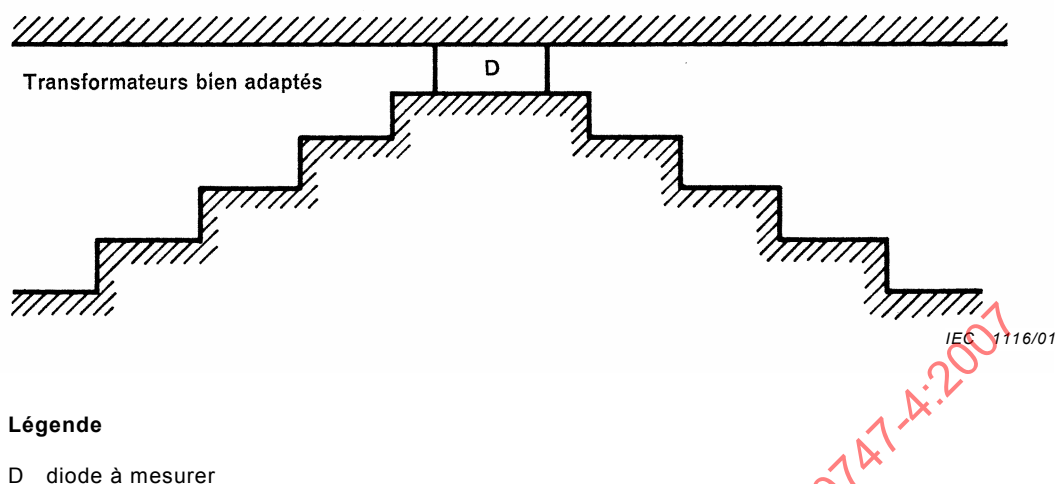


**Figure 9 – Montage en guide d'ondes**

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

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

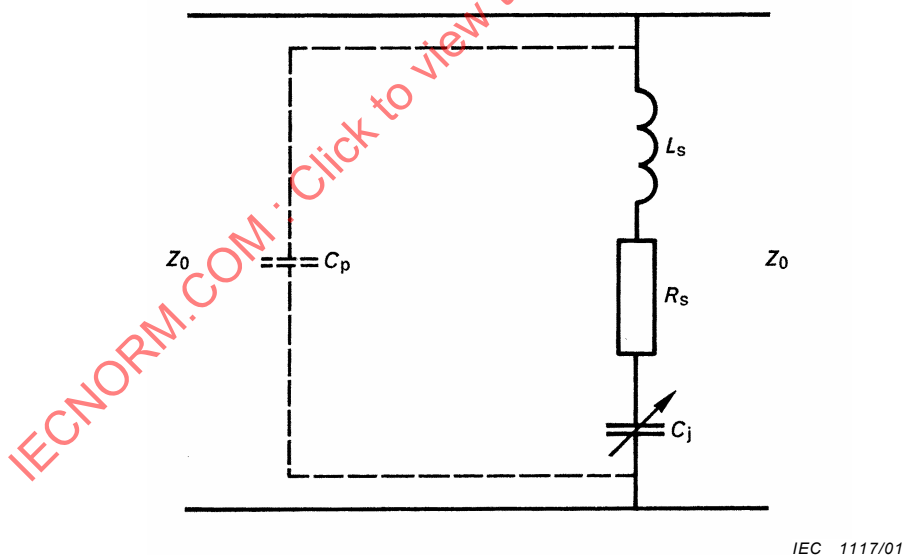


**Figure 10 – Circuit équivalent de la diode dans sa monture**

où

$Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission;

$C_p$  est la capacité du boîtier;

$L_s$  est l'inductance série;

$R_s$  est la résistance série;

$C_j$  est la capacité de la 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.

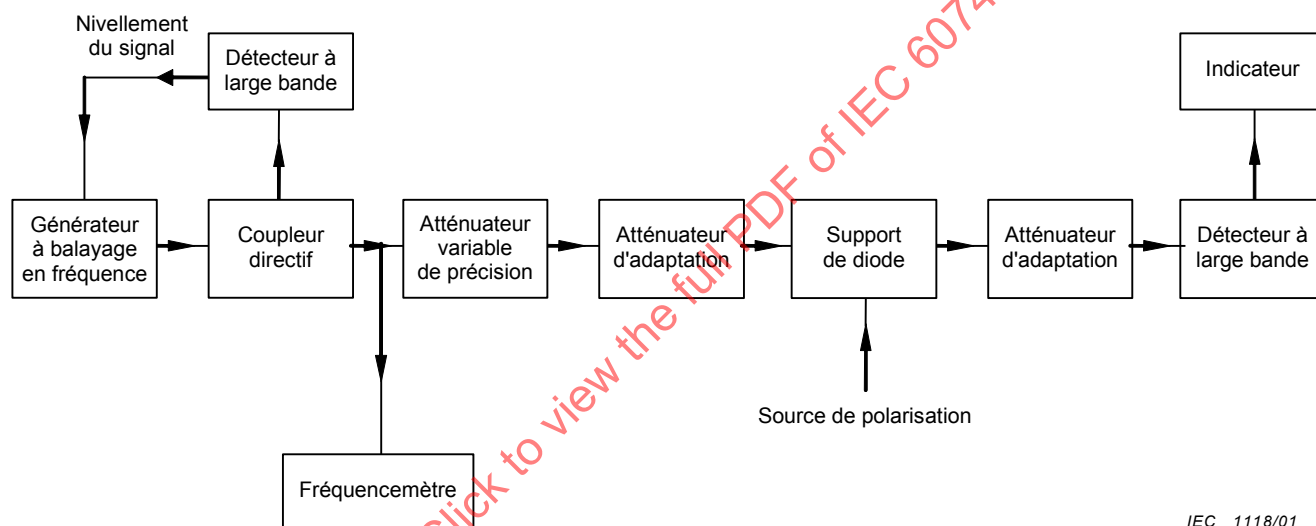
A partir de quatre mesures, à savoir:

- 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.

### 3.1.4.9.1.2 Schéma



IEC 1118/01

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

### 3.1.4.9.1.3 Description et exigences du circuit

Il convient que l'appareillage d'essai soit monté en observant les règles de l'art pour les lignes hyperfréquences. Il convient de 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.

Il convient que le générateur RF soit capable d'avoir un fonctionnement stable pour un niveau de signal équivalent aux conditions normales en petits signaux pour la diode.

Il convient que le support de la diode soit conforme aux exigences 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).

#### 3.1.4.9.1.4 Procédure de mesures

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

##### 3.1.4.9.1.4.1 Fréquence de résonance série

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

##### 3.1.4.9.1.4.2 Perte de transmission ( $T$ )

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

En variante, 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).

##### 3.1.4.9.1.4.3 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

$L_s$  est l'inductance série;

$C_j$  est la capacité effective de la jonction PN pour une tension de polarisation appliquée donnée.

On peut mesurer la perte dans la ligne de transmission comme en 3.1.4.9.1.4.2 et en déduire la résistance parallèle effective:

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

où

$Z_0$  est l'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, il convient d'utiliser la définition puissance/tension;

$T$  est le 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.

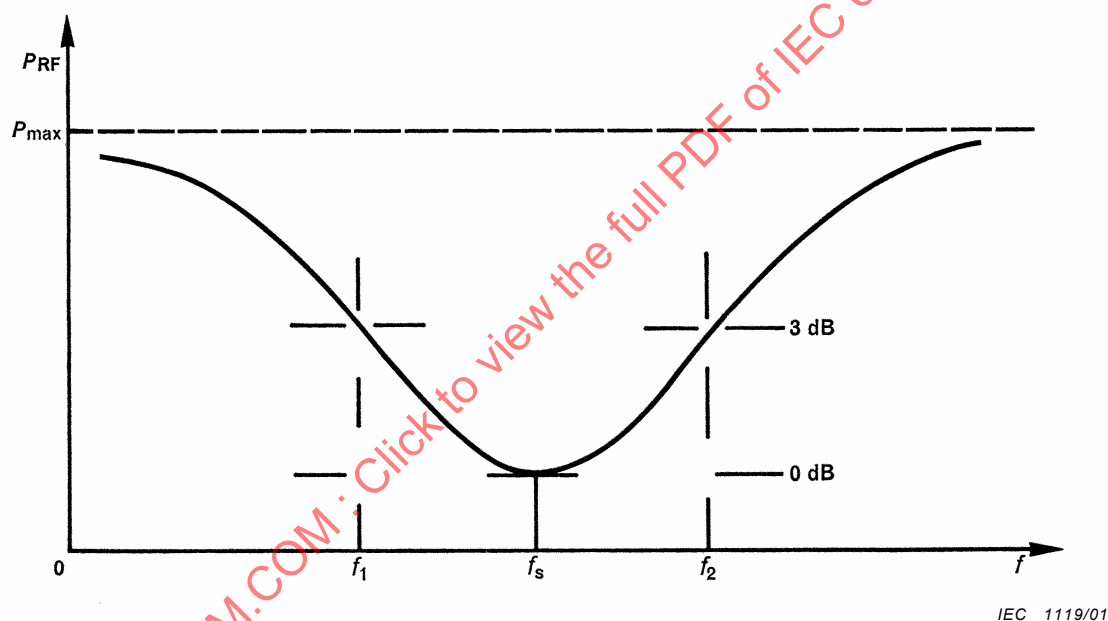
On peut également obtenir une mesure de la variation du facteur  $Q$  effectif avec la polarisation.

#### 3.1.4.9.1.4.4 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:

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



#### Légende

$f_s$  fréquence de résonance série

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

D'autre part, comme

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

d'après l'équation (1), une courbe de  $\frac{1}{f_s^2}$  en fonction de la polarisation donne une courbe

de  $KC$  en fonction de la polarisation, où  $K$  est une constante.

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

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:

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

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

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

sans erreur appréciable.

b) *Méthode de substitution*

On peut également obtenir la valeur du facteur  $Q$  effectif par la mesure de l'impédance transformée, indiquée en 3.1.4.10.

**3.1.4.9.1.4.5 Fréquence de coupure**

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

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

**3.1.4.9.1.4.6 Capacité de jonction pour une polarisation nulle**

On peut l'obtenir en utilisant la valeur de la fréquence de coupure ( $f_c$ ) tirée de l'équation (3) et celle de  $R_s$  donnée par l'équation (2):

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

On peut alors utiliser la valeur de la capacité de jonction pour une polarisation nulle pour étalonner la courbe de  $\frac{1}{f_s^2}$  en fonction de la polarisation en valeurs de  $C_j$  (voir 3.1.4.9.1.4.4).

**3.1.4.9.1.4.7 Inductance série**

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

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

**3.1.4.9.1.4.8 Coefficient de variation de la capacité ( $\gamma$ )**

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 3.1.4.9.1.4.4).

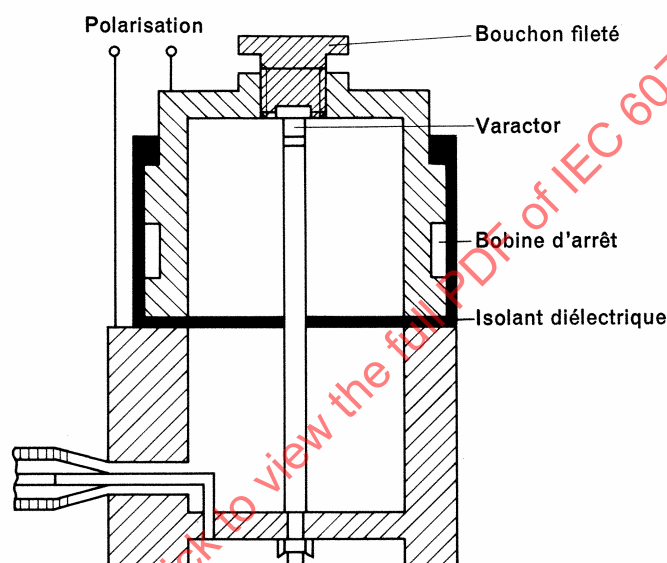
Si  $C_{j(v_F)}$  et  $C_{j(v_{-x})}$  sont les valeurs respectives de capacité, on a alors:

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

### 3.1.4.9.2 Méthode de la cavité

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

NOTE On considère que cette méthode est utilisable jusqu'à une fréquence de mesure de 15 GHz (tandis que la méthode 1, décrite en 3.1.4.9.1, s'applique davantage aux mesures à une fréquence supérieure à 6 GHz).



IEC 1120/01

Figure 13 – Exemple de cavité

#### 3.1.4.9.2.1 Théorie

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

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

Cette mesure permet d'obtenir la capacité de jonction  $C_{j0}$  et la fréquence de coupure  $f_{c0}$  pour la tension de polarisation  $V_0$ .

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

Il faut que les caractéristiques suivantes soient déterminées pour la cavité:

$f_{r0}$  est la fréquence de résonance de la cavité contenant le varactor pour la tension de polarisation  $V_0$ ;

- $Q_{ro}$  est le facteur de qualité de la cavité contenant le varactor pour la tension de polarisation  $V_o$ ;
- $C_p$  est la capacité parasite du boîtier du varactor;
- $C_T(V)$  est la 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  $V_o$ ;
- $f_r(V)$  est la loi de variation de la fréquence de résonance de la cavité contenant le varactor en fonction de la tension de polarisation autour de  $V_o$ ;
- $f'$  est la 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 à mesurer;
- $Q'$  est le  $Q$  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  $C_T = C_T(V_o)$ .

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:

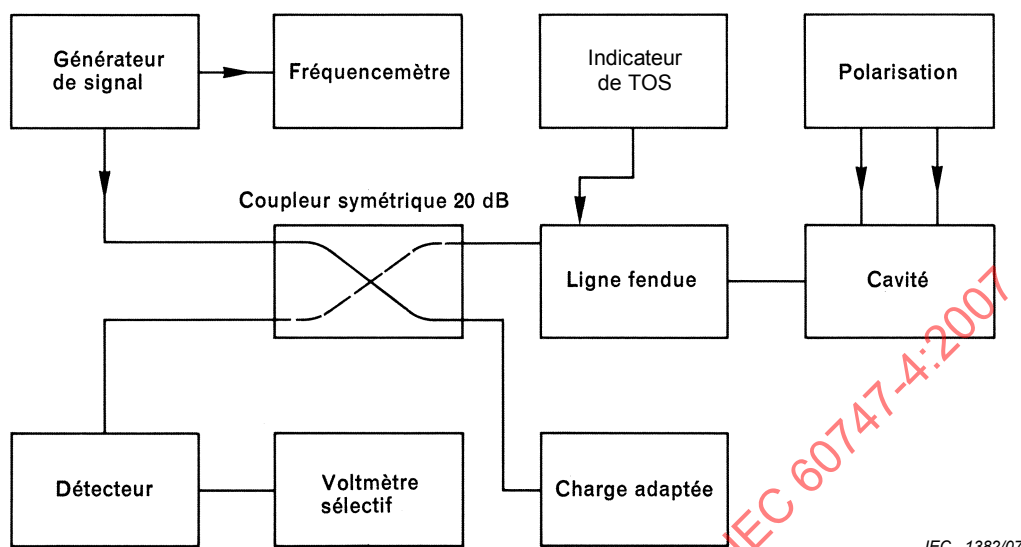
$$r_{so} = \frac{1}{2\pi f_{co} C_{jo}}$$

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

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

### 3.1.4.9.2.2 Mesures

#### 3.1.4.9.2.2.1 Schéma



IEC 1382/07

Figure 14 – Schéma synoptique pour la mesure de  $Q$  effective par la méthode de cavité

#### 3.1.4.9.2.2.2 Description et exigences du circuit

Le générateur de signal RF doit avoir une stabilité suffisante en fréquence et être modulé en amplitude à une fréquence basse convenable pour le voltmètre sélectif et l'indicateur TOS; la puissance RF est transmise à la cavité par un coupleur directif de 20 dB.

Il faut que la tension RF de pointe  $V_p$  appliquée à la diode soit suffisamment faible pour éviter d'introduire une erreur due à la non-linéarité de la caractéristique de la diode.

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

$$P = \frac{\pi (r+1)^2}{4r} \frac{f_{r0}^2}{f_{c0}} C_{jo} V_p^2$$

où  $r$  désigne le TOS 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  $f_{c0}$ .

#### 3.1.4.9.2.2.3 Procédure de mesures

##### 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  $f_r$  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 TOS.

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.

**3.1.4.9.2.3 Mesure de  $C_T(V)$  et de  $C_p$**

On obtient la capacité totale du varactor:

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

par une mesure avec un pont conventionnel basse fréquence.

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

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

où

$V_1$  et  $V_2$  sont les deux valeurs de la tension de polarisation (prises avec le signe moins pour la polarisation inverse);

$\varphi$  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  $V$ .

**3.1.4.9.2.4 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.

**3.1.4.10 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.

**3.1.4.10.1 Théorie**

L'impédance normalisée ( $Z$ ) en tout point d'une ligne de transmission sans pertes est reliée au coefficient de réflexion ( $\rho$ ) 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  $\alpha$  et  $\beta$  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:

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

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

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  $\alpha$ .

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  $\alpha$  et  $\beta$ .

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  $\Delta Q$  de la diode.

Donc si:

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

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:

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

où  $\sigma$  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.

*Détermination de  $\sigma$*

La valeur de  $\sigma_{12}$  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

$\phi$  est la différence de potentiel de semi-contact;

$\eta$  est le facteur de non-linéarité de  $C$  en fonction de  $V$ .

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

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

La valeur de  $\sigma$  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  $\Delta C_{12}$  et  $\Delta C_{23}$ .

La valeur de  $\sigma$  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  $\Delta Q_{12}$  et de  $\Delta Q_{23}$  peuvent s'obtenir en utilisant l'une des équations (10), (11), (12) ou (13).

#### Détermination de $\Delta Q$

La valeur de  $\Delta Q$  peut être obtenue en utilisant l'une des deux équations (10) ou (12) dessous:

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

où

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

$10 \log (\eta_2^2)$  est le 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  $\eta_1$  et  $\eta_2$  (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

$r_x$  est le TOS (en tension) pour une valeur x de la polarisation;

$\theta$  est la variation de la phase du coefficient de réflexion entre les valeurs de polarisation 1 et 2.

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

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

En considérant l'équation (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

$Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

La variation de réactance  $\Delta X$  est alors mesurée «par rapport à  $R$ » comme étant égale à  $\Delta Q$ , 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).

### 3.1.4.10.2 Procédure de mesures

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

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

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

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

La valeur de  $Q$  peut alors être obtenue en partant des valeurs de TOS 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  $\sigma$ , comme il est indiqué dans les équations (8) et (9).

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

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

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

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.

### 3.1.4.10.3 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 TOS figurant dans les équations (10) et (11), doivent être déterminées. La longueur de la ligne de transmission est la longueur comprise entre le minimum de tension le plus proche de la diode 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) Il convient de vérifier que la résistance série est indépendante de la polarisation du varactor dans une plage convenable de la caractéristique, en s'assurant que le point

d'impédance figuratif reste sur le cercle  $\frac{R}{R_0} = 1$ . Cependant, un écart à ce cercle peut être

dû aux pertes. On peut estimer la valeur de l'ensemble de ces pertes en comparant les mesures utilisant différents réglages des éléments de transformation et différentes valeurs de la polarisation d'adaptation.

Il est possible de convertir les points d'un tracé expérimental en points voisins du centre du diagramme. Si les pertes sont négligeables, les résultats conviennent. Par exemple, à la Figure 16, les pertes sont négligeables et il convient que les résultats pour  $-9,0$  V et  $-4,0$  V, lorsque l'adaptation est réalisée pour  $-6,0$  V, soient indiqués par des points marqués d'une croix.

Une autre méthode pour vérifier si la résistance série ( $R_s$ ) varie avec la polarisation consiste à calculer les valeurs  $\Delta Q_{12}$ ,  $\Delta Q_{23}$  et  $\Delta Q_{13}$  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.

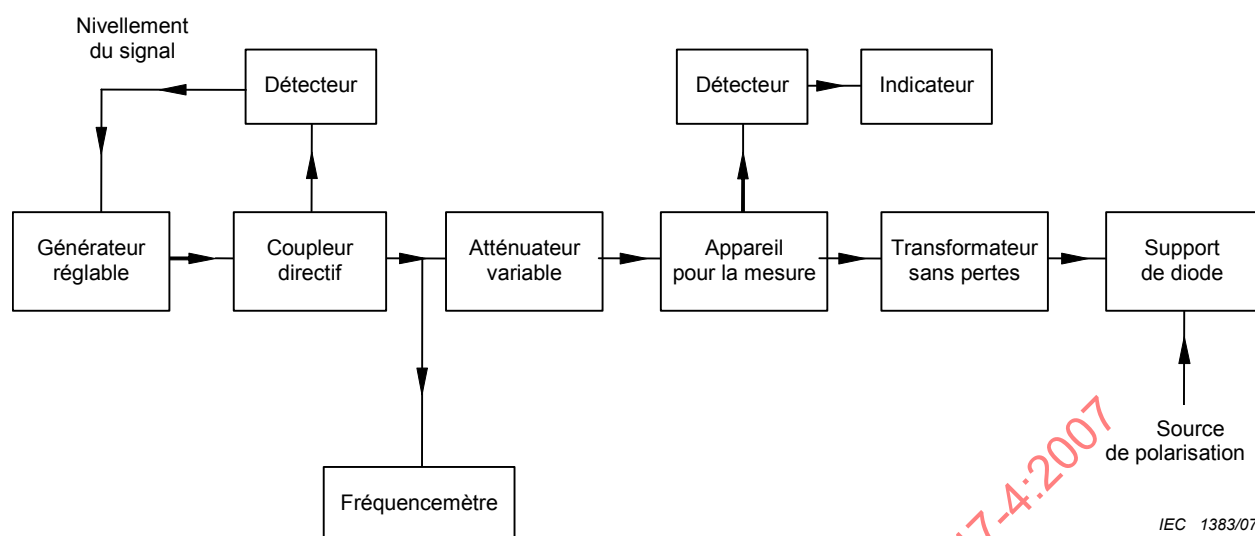
#### Mesure de capacité

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

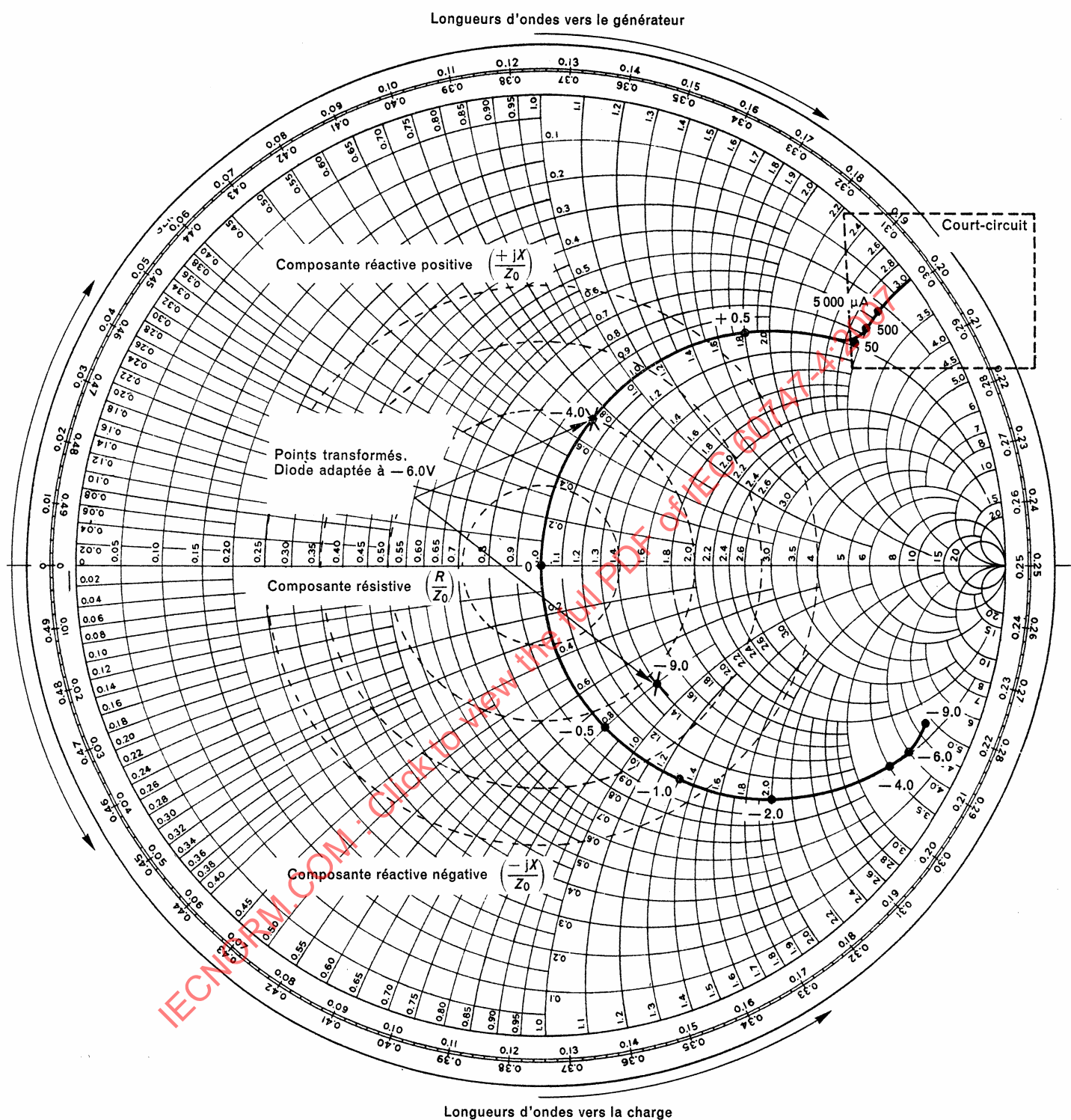
$$C(V) = C(V) \left( \frac{\phi - V'}{\phi - V} \right)^{1/n} \quad \text{avec } n > 0 \quad (19)$$

NOTE Bien que les mesures, dans ce paragraphe, se fassent en utilisant un détecteur d'ondes stationnaires, on peut aussi les faire à l'aide d'un appareil qui enregistre automatiquement l'impédance, par exemple un enregistreur automatique du diagramme de Smith. Comme la valeur de Q est donnée par la variation de la réactance normalisée dans un plan correspondant à l'élément de diode pour toute transformation sans pertes, on peut adapter le diagramme de Smith pour avoir une lecture directe de Q, comme il est indiqué en 3.1.4.11.



IEC 1383/07

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



IEC 1123/01

**Légende**

Fréquence 10 GHz

Diamètre  $\varnothing$  0,5 V

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

### 3.1.4.11 Méthode des cercles de facteur de qualité constant

Comme il a été montré en 3.1.4.10.1 (Théorie),  $\Delta Q$  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  $\Delta Q$  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 ( $\rho$ ) 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  $\Delta Q$ . On indique à la Figure 17, 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  $Q$ .

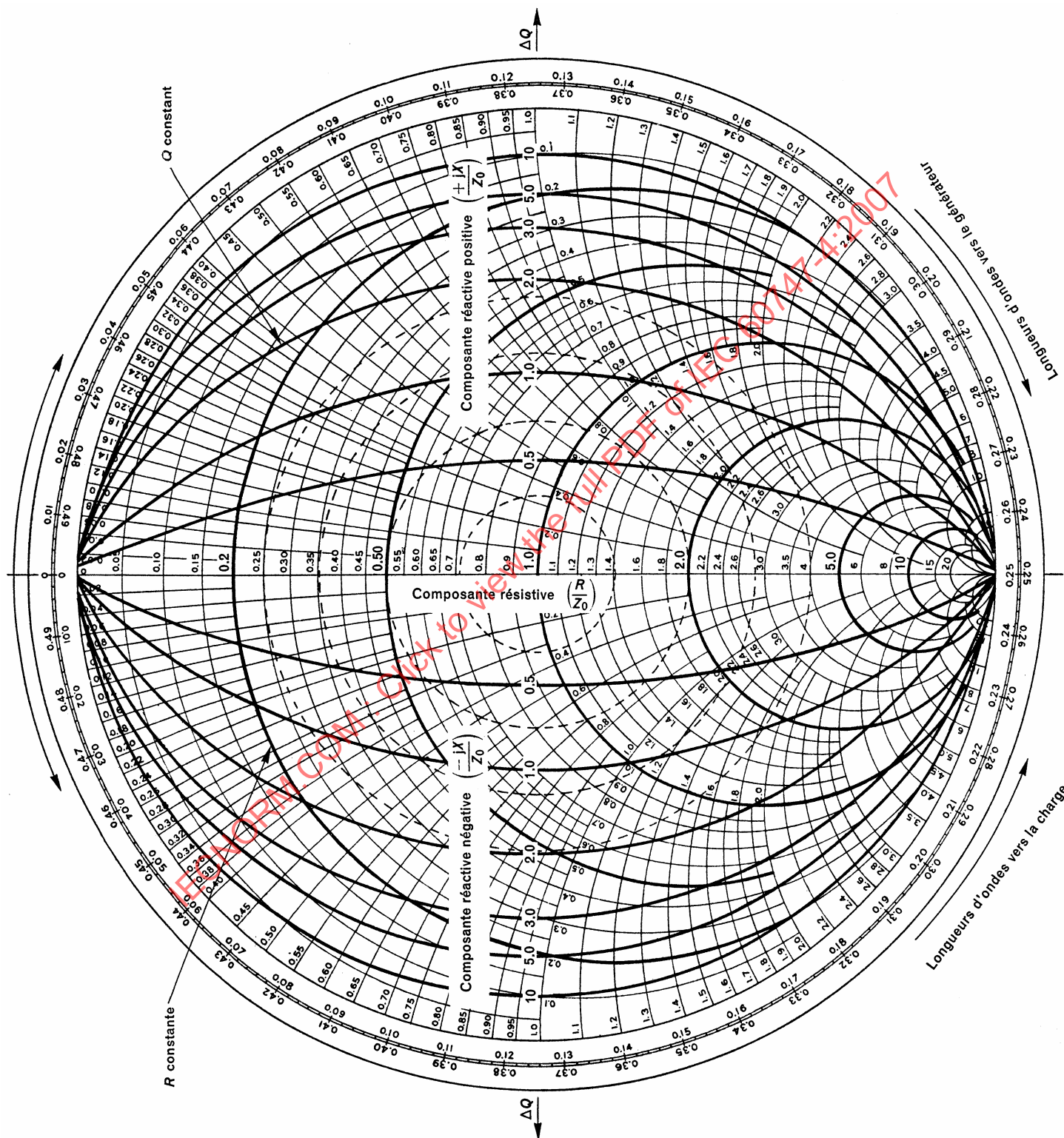


Figure 17 – Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de  $Q$  constant et de  $R$  constante

## 3.2 Diodes à retour rapide, diodes Schottky

### 3.2.1 Généralités

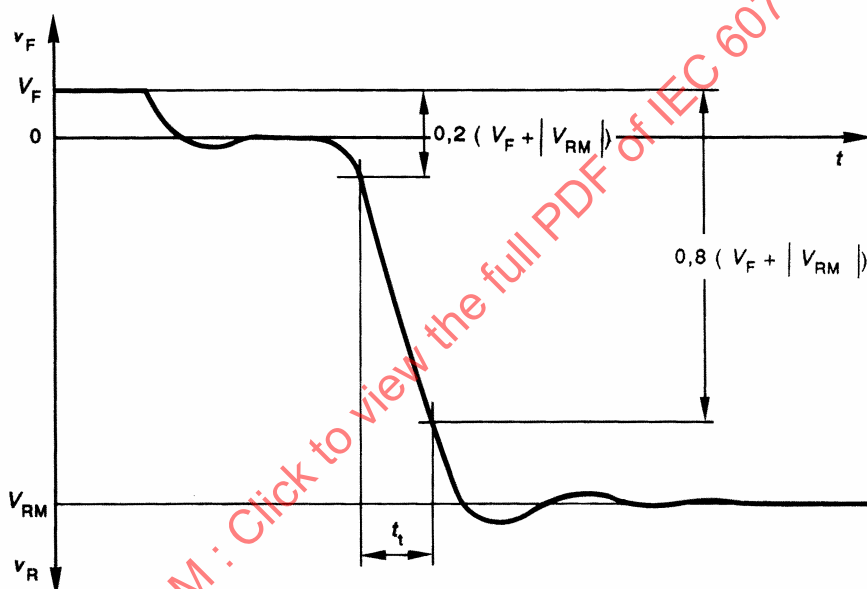
Les diodes à retour rapide peuvent être spécifiées soit comme des dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée ou, s'il y a lieu, comme les deux à la fois.

### 3.2.2 Terminologie et symboles littéraux

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

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

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



IEC 1125/01

Figure 18 – Temps de transition  $t_t$

Pour les autres paramètres, voir 3.2.3.

### 3.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

#### 3.2.3.1 Généralités

Voir 3.1.3.1.

#### 3.2.3.2 Valeurs limites

Il convient d'indiquer les valeurs limites suivantes:

### **3.2.3.2.1 Températures**

#### **3.2.3.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement**

#### **3.2.3.2.1.2 Domaine de températures de stockage**

### **3.2.3.2.2 Tension et courants**

Il faut que les valeurs limites suivantes soient valables dans tout le domaine des conditions de fonctionnement indiquées pour le dispositif considéré.

#### **3.2.3.2.2.1 Tension inverse de pointe maximale**

#### **3.2.3.2.2.2 Courant direct moyen maximal, s'il y a lieu**

#### **3.2.3.2.2.3 Courant direct de pointe maximal, s'il y a lieu**

### **3.2.3.2.3 Dissipation de puissance**

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

### **3.2.3.3 Caractéristiques électriques**

Sauf spécification contraire, il convient que les caractéristiques suivantes soient données à 25 °C.

#### **3.2.3.3.1 Inductance série ( $L_s$ )**

Valeur typique dans les conditions spécifiées.

#### **3.2.3.3.2 Capacité aux bornes ( $C_{tot} = C_j + C_p$ )**

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

#### **3.2.3.3.3 Capacité de la jonction ( $C_j$ )**

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

#### **3.2.3.3.4 Résistance série**

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

#### **3.2.3.3.5 Courant inverse**

Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée.

#### **3.2.3.3.6 Charge stockée ou durée de vie des porteurs de charge minoritaires**

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

### 3.2.3.3.7 Temps de transition

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

### 3.2.3.3.8 Tension directe (s'il y a lieu)

Valeur maximale pour un courant direct spécifié.

### 3.2.3.3.9 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.

### 3.2.3.4 Données d'applications

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

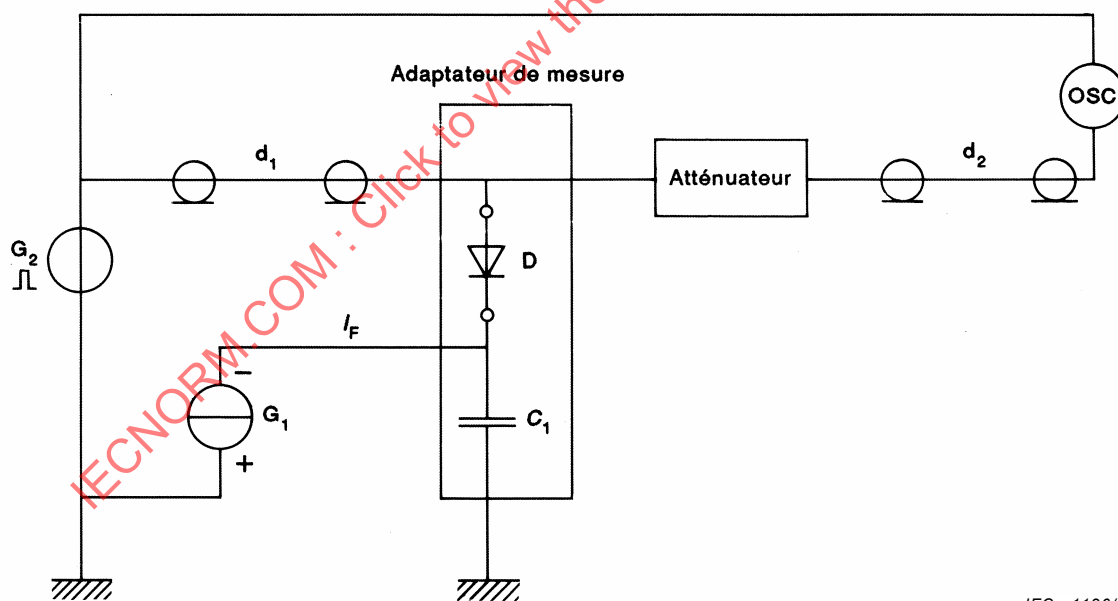
### 3.2.4 Méthodes de mesure

#### 3.2.4.1 Temps de transition ( $t_t$ )

##### a) But

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

##### b) Schéma



IEC 1126/01

#### Légende

- $G_1$  est la générateur de courant direct ( $I_F$ )
- $G_2$  est la générateur d'impulsion
- $d_1$  et  $d_2$  sont les lignes de transmission
- OSC est l'oscilloscope à échantillonnage

**Figure 19 – Circuit pour la mesure du temps de transition ( $t_t$ )**

c) *Description et exigences du circuit*

Il convient que le temps de croissance de l'impulsion du générateur  $G_2$  soit inférieur ou égal à:

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

où

$Q_s$  est la charge stockée;

$Z_0$  est l'impédance caractéristique de la ligne (50  $\Omega$ ) avec laquelle on effectue la mesure.

Il convient que la durée de l'impulsion de tension inverse satisfasse à l'exigence suivante:

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

Il convient que l'adaptateur de mesure soit équivalent à une ligne d'impédance caractéristique 50  $\Omega$ ; il convient qu'il soit bien adapté à l'entrée et à la sortie dans la gamme de fréquences s'étendant de zéro à au moins  $0,5/t_t$ .

Il convient que 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  $C_1$  remplisse la condition suivante:

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

où

$L_{sc}$  est l'inductance du boîtier de la diode à mesurer.

Il convient que la capacité du condensateur  $C_1$  remplisse la condition suivante:

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

Il convient qu'une longueur de ligne  $d_1$  remplisse la condition suivante:

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

où

$c$  est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide;

$\epsilon_r$  est la permittivité relative du diélectrique de la portion de ligne.

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

$$t_t = \sqrt{(t_{t1})^2 - (0,64 t_r)^2} \quad (21)$$

où

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

$t_r$  est le temps de croissance de l'oscilloscope entre les niveaux 10 % et 90 %.

d) *Procédure de mesures*

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

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

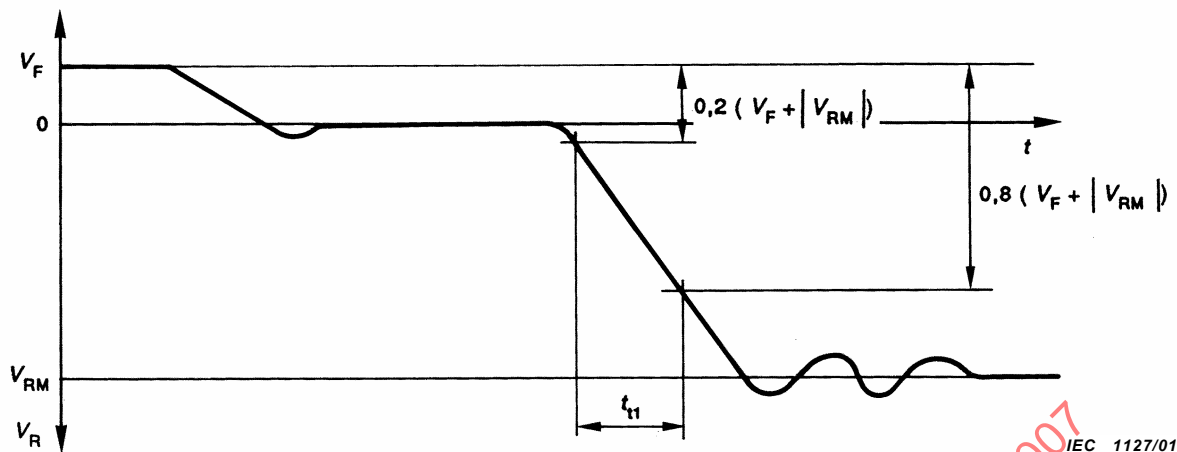


Figure 20 – Intervalle de temps ( $t_{t1}$ )

En utilisant l'intervalle de temps mesuré, calculer le temps de transition d'après l'équation (21).

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

e) Conditions spécifiées

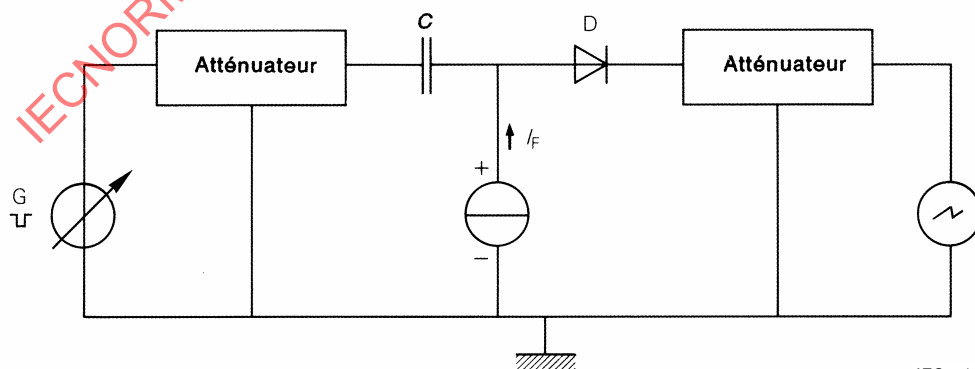
- Courant direct ( $I_F$ )
- Tension inverse ( $V_{RM}$ )
- Impédance caractéristique de la ligne ( $Z_0$ ) si autre que  $50 \Omega$ .
- Inductance du boîtier de la diode à mesurer ( $L_{sc}$ ).
- Charge stockée ( $Q_s$ ).

3.2.4.2 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  $100 \text{ ns}$ .

b) Schéma



Légende

D diode à mesurer

Figure 21 – Circuit pour la mesure du temps de recouvrement inverse

c) *Description et exigences du circuit*

L'impédance de sortie du générateur G et l'impédance d'entrée de l'oscilloscope sont égales à  $50\ \Omega$  sauf spécification contraire. Il convient que les temps de montée du générateur et de l'oscilloscope soient faibles par rapport à  $t_{rr}$ .

Il convient que la largeur de l'impulsion soit supérieure à  $3\ t_{rr\ max}$ .

Il convient que les atténuateurs aient une impédance caractéristique de  $50\ \Omega$  sauf spécification contraire et une atténuation supérieure ou égale à 6 dB, et qu'ils puissent laisser passer le courant continu.

Il convient que la constante de temps  $R_L\ C_L$  soit 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.

Il convient que C soit grand devant  $t_{rr\ max}/R_L$ .

Il convient que l'impédance  $Z_i$  du générateur de courant soit supérieure à  $R_L$ .

d) *Précautions à prendre*

Aucune précaution spéciale.

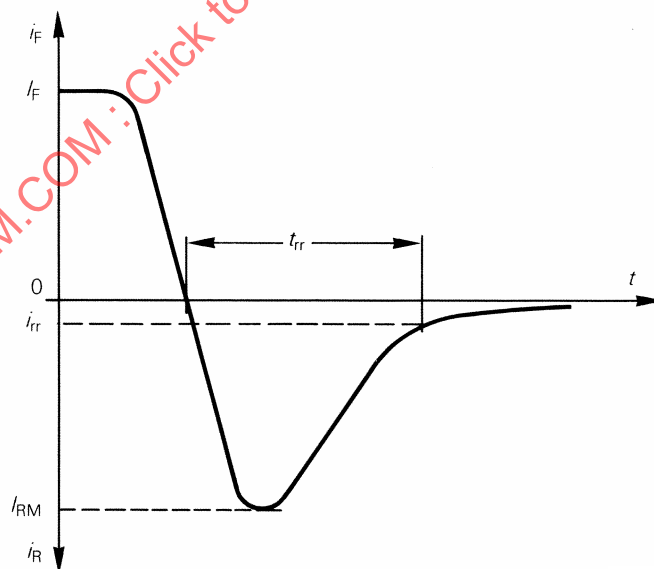
e) *Procédure de mesures*

Régler la température à la valeur spécifiée.

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

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

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



IEC 1129/01

Figure 22 – Temps de recouvrement inverse  $t_{rr}$

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:  $I_F = 10 \text{ mA}$

$$I_{RM} = 10 \text{ mA}$$

$$i_{rr} = 1 \text{ mA}$$

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

#### 3.2.4.3.1 But

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

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

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

#### 3.2.4.3.2 Principe de mesure

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

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

- a) du courant de charge et de décharge de la capacité parasite en parallèle sur la diode en essai;
- b) de la tension de jonction électrostatique  $\psi$  de la diode.

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

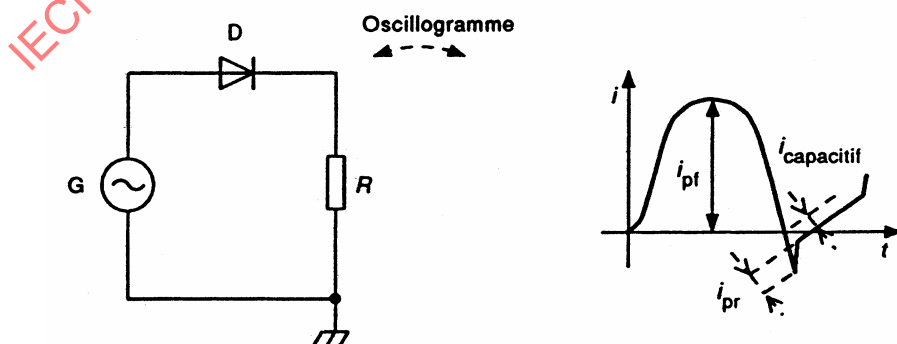


Figure 23 – Principe de mesure de durée de vie des porteurs en excès

On peut démontrer que:

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

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

où

$\tau$  est la durée de vie des porteurs de la diode en essai;

$f$  est la fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales G;

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

$i_{pf}$  est la valeur crête du courant direct;

$\Psi$  est la tension directe;

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

### 3.2.4.3.3 Schéma

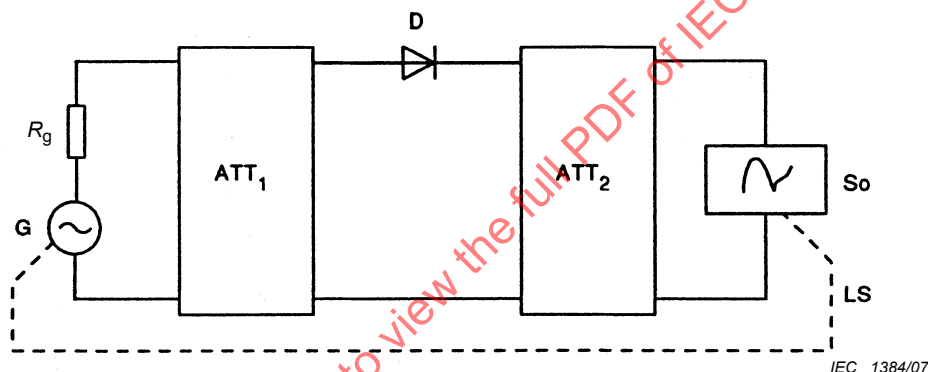


Figure 24 – Circuit pour la mesure de la durée de vie effective des porteurs en excès

où

G est le générateur de tension sinusoïdale de fréquence  $f$ ;

$R_g$  est la résistance interne du générateur d'ondes sinusoïdales;

$ATT_1$  est l'atténuateur,  $Z_0 = R_g$ ;

D est la diode en essai;

$ATT_2$  est l'atténuateur,  $Z_0 = R_g$ ;

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

LS est le circuit de synchronisation de l'oscilloscope.

### 3.2.4.3.4 Procédure de mesures

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

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

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

La valeur de  $i_{pr}$  est égale à la différence entre la valeur crête du courant inverse et la valeur extrapolée du courant capacitif. La valeur de  $\tau$  est calculée selon la formule donnée en 3.2.4.3.2, après avoir déterminé la valeur de  $E_p$  et la valeur de  $\psi$  (par exemple avec un traceur de courbe).

NOTE 2 Dans le cas du montage de mesure de la Figure 24, la valeur de  $e_{eff}$  peut être mesurée directement sur l'oscilloscope étalonné en connectant directement ATT<sub>1</sub> à ATT<sub>2</sub> (court-circuit aux bornes de la diode, par exemple).

$$E_p = 2\sqrt{2} \times e_{rms} \left( e_{rms} = \frac{V_{rms}}{10^{(ATT1/20)}} \right)$$

Attention: Il convient de s'assurer que:

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

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

Exemple: Etant donné

$$R_g = 50 \, \Omega$$

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

$$f = 54 \, MHz$$

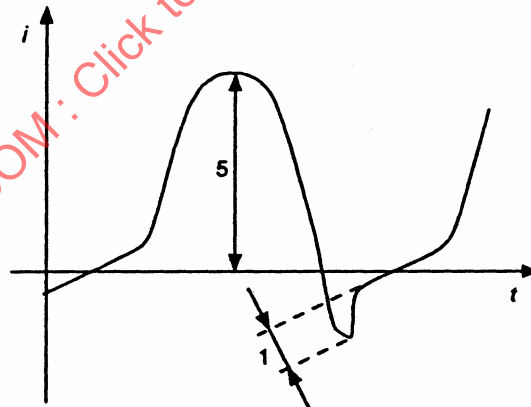
ATT<sub>1</sub> = 10 dB, ATT<sub>2</sub> = 20 dB (valeurs généralement suffisantes pour réduire les désadaptations d'impédance apparaissant en cours de cycle après la mesure de la durée de vie des porteurs).

La valeur de  $i_{pf}$  est lue directement sur l'oscilloscope et, en tenant compte de l'atténuation de ATT<sub>2</sub>, on obtient les valeurs suivantes:

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

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

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



IEC 1142/01

Figure 25 – Rapport  $i_{pr}$  sur  $i_{pf}$

La formule de 3.2.4.3.2 donne:  $\tau = 500 \, ps$ .

### 3.2.4.3.5 Exigences

La valeur de  $\tau$  doit être située entre les valeurs spécifiées dans la spécification applicable.

### 3.2.4.3.6 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou du boîtier.
- Fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales,  $f$ .
- Valeur crête du courant direct,  $i_{pf}$ .
- Valeurs des éléments du circuit et, si celui-ci est différent de celui de la Figure 24, schéma et valeurs des éléments le constituant.

## 4 Diodes mélangeuses et diodes détectrices

### 4.1 Diodes mélangeuses utilisées dans les applications radar

#### 4.1.1 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 exigées. 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 signaux à la diode à mesurer.

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.

#### 4.1.2 Terminologie et symboles littéraux

Voir 4.1.3.3.

#### 4.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

##### 4.1.3.1 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.

#### 4.1.3.2 Valeurs limites

Il convient d'indiquer les valeurs limites suivantes:

##### 4.1.3.2.1 Températures

###### 4.1.3.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement

###### 4.1.3.2.1.2 Domaine de températures de stockage

##### 4.1.3.2.2 Dissipation de puissance (y compris l'énergie de claquage)

###### 4.1.3.2.2.1 Puissance entretenue maximale dans les conditions spécifiées à 25 °C

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

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

##### 4.1.3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, il convient que les caractéristiques suivantes soient données à 25 °C:

###### 4.1.3.3.1 Rapport d'ondes stationnaires

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

###### 4.1.3.3.2 Impédance FI

Valeurs minimale et maximale dans les conditions spécifiées

###### 4.1.3.3.3 Perte de conversion

Valeur maximale dans les conditions spécifiées

###### 4.1.3.3.4 Facteur de bruit total

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

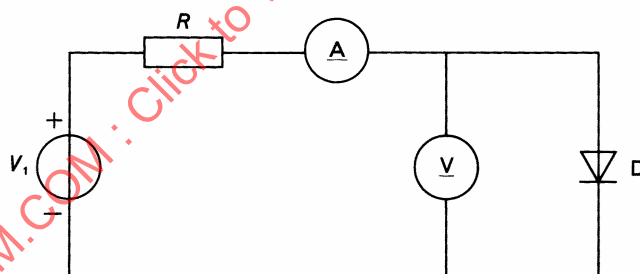
###### 4.1.3.3.5 Bruit en 1/f

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

| Catégories |   |
|------------|---|
| 1          | 2 |
|            |   |
| +          | + |
| +          | + |
|            |   |
| +          | + |
| +          |   |
| +          |   |
|            |   |
| +          | + |
| +          | + |
|            |   |
| +          | + |
|            |   |
|            | + |

**4.1.3.4 Données d'applications****4.1.3.4.1 Valeur maximale de la résistance en courant continu du circuit extérieur****4.1.3.4.2 Valeurs maximale et recommandée du courant direct moyen****4.1.3.4.3 Courant minimal pour une tension continue directe spécifiée****4.1.3.4.4 Courant maximal pour une tension continue inverse spécifiée****4.1.3.4.5 Valeur maximale du rapport de température de bruit dans les conditions indiquées en 3.3.4****4.1.3.4.6 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****4.1.3.4.7 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****4.1.3.4.8 Courbe typique du facteur de bruit total en fonction de la température dans un domaine de températures spécifié**

| Catégories |   |
|------------|---|
| 1          | 2 |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |
| +          | + |

**4.1.4 Méthodes de mesure****4.1.4.1 Courant direct ( $I_F$ )****4.1.4.1.1 Schéma**

IEC 1130/01

**Légende**

$R$  résistance de protection  
 $D$  diode à mesurer

**Figure 26 – Circuit pour la mesure du courant direct ( $I_F$ )**

Il est essentiel d'utiliser un voltmètre à grande impédance.

**4.1.4.1.2 Procédure de mesures**

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

**4.1.4.2 Courant inverse ( $I_R$ )**

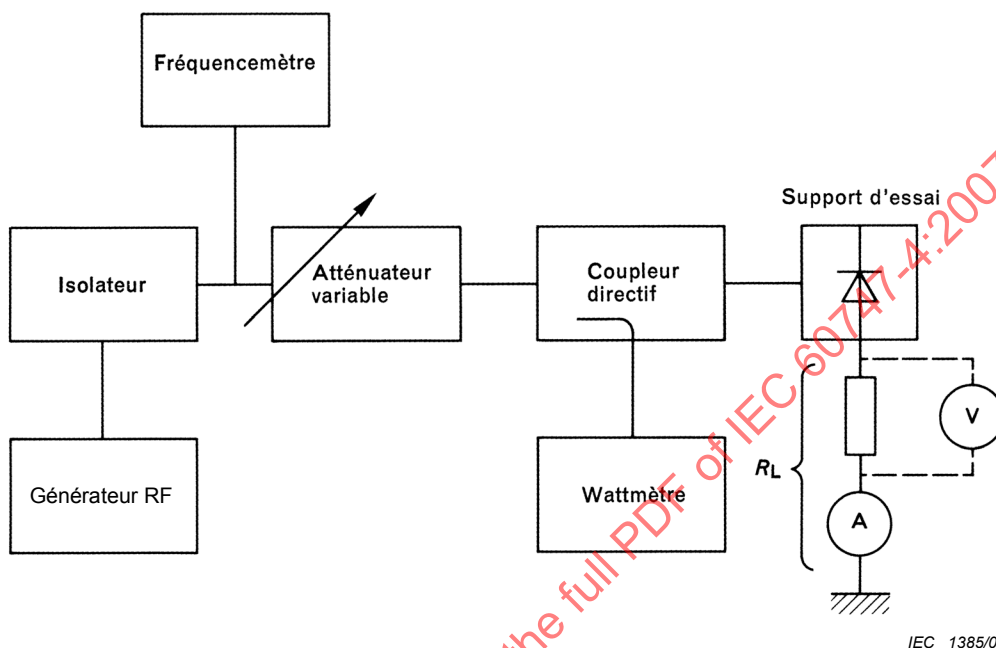
On mesure le courant inverse, la diode fonctionnant dans des conditions déterminées, en utilisant la méthode décrite en 3.1.4.1.

#### 4.1.4.3 Courant redressé ( $I_0$ )

##### 4.1.4.3.1 But

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

##### 4.1.4.3.2 Schéma



##### Légende

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

Figure 27 – Circuit pour la mesure du courant redressé ( $I_0$ )

##### 4.1.4.3.3 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  $\Omega$ .

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

##### 4.1.4.3.4 Procédure de mesures

Placer la diode dans le support de mesure.

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

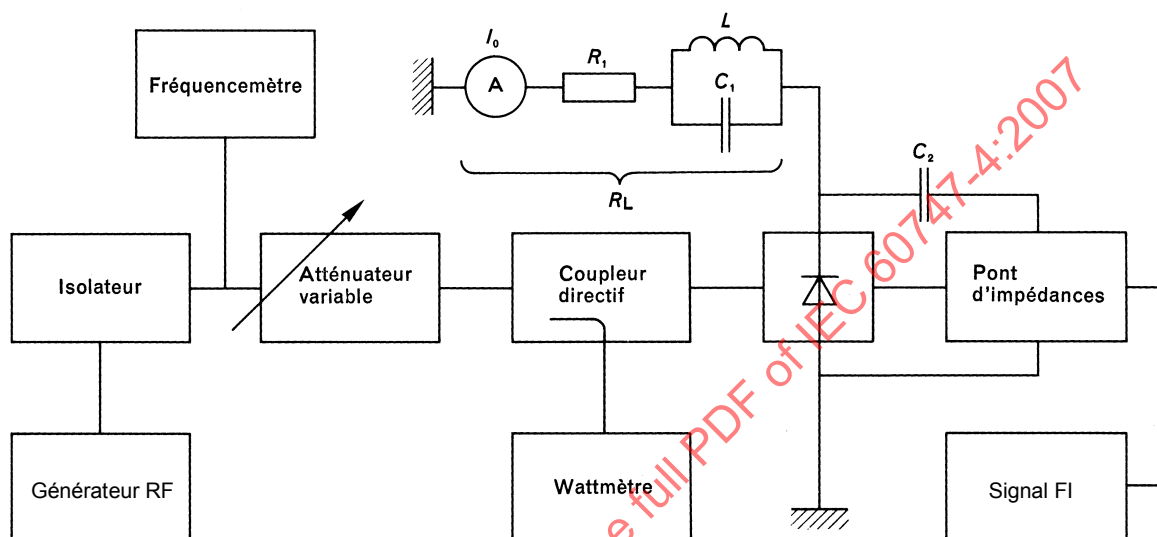
#### 4.1.4.4 Impédance pour la fréquence intermédiaire ( $Z_{if}$ )

##### But

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

##### 4.1.4.4.1 Méthode 1: Méthode du pont d'impédances

##### 4.1.4.4.1.1 Schéma



IEC 1386/07

Figure 28 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire ( $Z_{if}$ ) dans la méthode 1

##### 4.1.4.4.1.2 Description et exigences du circuit

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

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

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

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

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

##### 4.1.4.4.1.3 Précautions à prendre

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

#### 4.1.4.4.1.4 Procédure de mesures

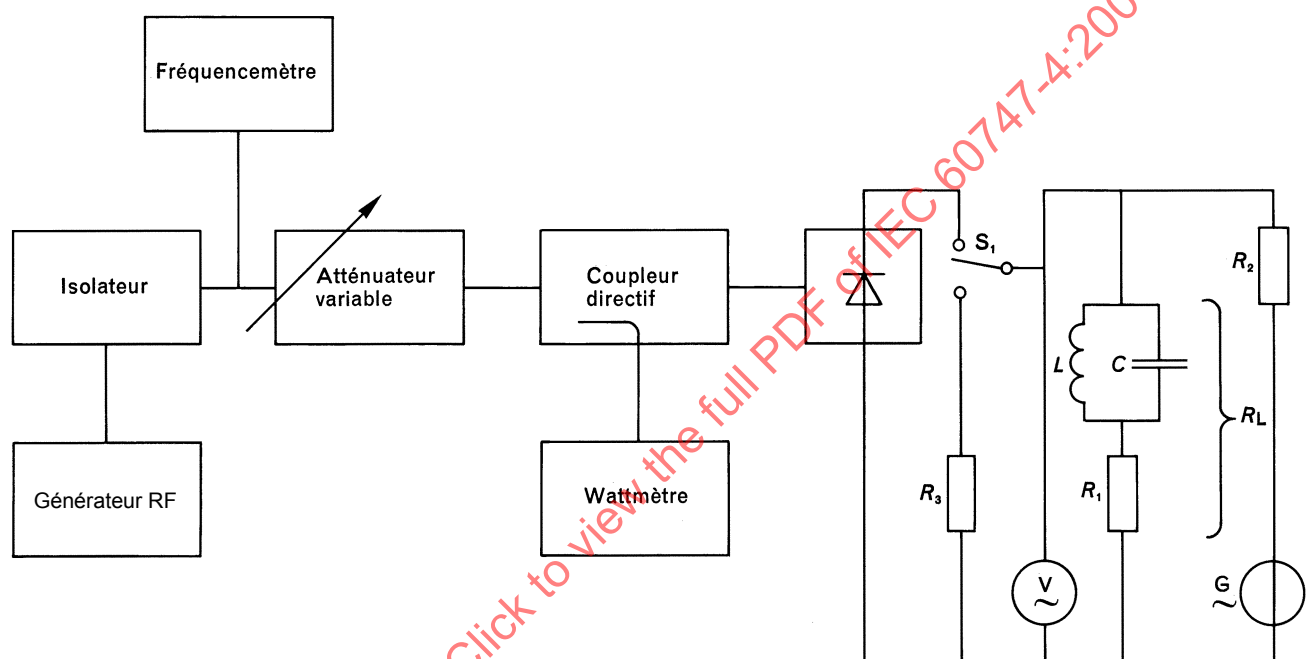
Placer la diode dans le support de mesure.

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

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

#### 4.1.4.4.2 Méthode 2: Méthode de substitution ou de comparaison

##### 4.1.4.4.2.1 Schéma



IEC 1387/07

#### Légende

G générateur basse fréquence

**Figure 29 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire ( $Z_{if}$ ) dans la méthode 2**

##### 4.1.4.4.2.2 Description et exigences du circuit

Le générateur RF doit pouvoir fonctionner à la fréquence intermédiaire.

Le fréquencesmètre est faiblement couplé à la ligne, le wattmètre et le coupleur associé sont choisis de façon à mesurer le niveau de puissance spécifié appliqué à la diode. Les valeurs de  $L$  et  $C$  sont choisies pour être en résonance à la fréquence basse de mesure et, avec  $R_1$ , fournissent une impédance équivalente FI égale à la valeur continue spécifiée  $R_L$ .

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

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

#### **4.1.4.4.2.3 Précautions à prendre**

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

#### **4.1.4.4.2.4 Procédure de mesures**

Placer la diode dans le support de mesure.

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

Régler le générateur à la fréquence intermédiaire voulue et augmenter la puissance de sortie RF à la valeur requise.

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

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

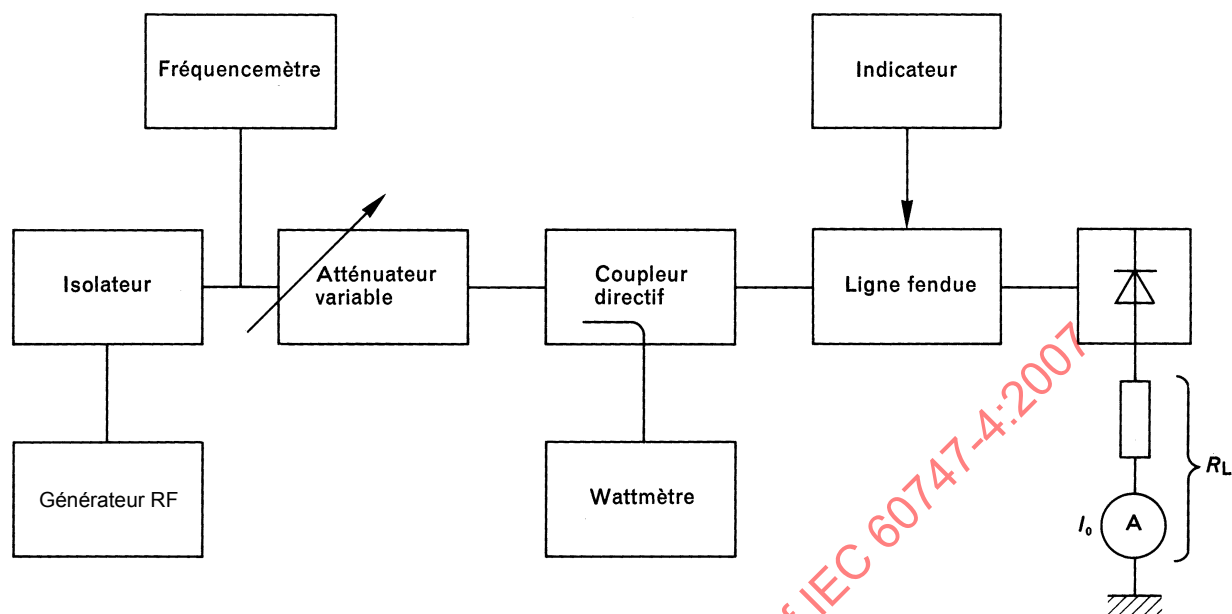
On peut, par ailleurs, à la place du commutateur  $S_1$  et de la résistance de référence  $R_3$ , introduire un certain nombre de résistances étalonnées ayant des valeurs convenables dans la gamme d'impédances FI dans le dispositif de montage de la diode et étalonner en conséquence le voltmètre de sortie.

#### **4.1.4.5 Rapport d'ondes stationnaires**

##### **4.1.4.5.1 But**

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

#### 4.1.4.5.2 Schéma



IEC 1388/07

#### Légende

$R_L$  résistance de charge spécifiée

NOTE Il faut que le filtrage soit suffisant pour éviter à l'indicateur de répondre aux harmoniques engendrés par la diode à mesurer.

**Figure 30 – Circuit pour la mesure du rapport d'ondes stationnaires**

#### 4.1.4.5.3 Description et exigences du circuit

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

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

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

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

#### 4.1.4.5.4 Procédure de mesures

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

Donc:

$$\text{TOS} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}}$$

En variante, une autre méthode consiste à évaluer le TOS 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:

$$\text{TOS} = \frac{P_i^{1/2} + P_r^{1/2}}{P_i^{1/2} - P_r^{1/2}} \quad (22)$$

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

Dans cette méthode, il est nécessaire de s'assurer que les coupleurs utilisés ont une forte directivité, de préférence qui ne soit pas inférieure à 25 dB. De plus, on doit tenir compte du coefficient de couplage des coupleurs lorsqu'on utilise l'équation (22). 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 TOS 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 à mesurer.

#### 4.1.4.6 Facteur de bruit total

##### Théorie

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

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

où

$N_1$  est la puissance de bruit en sortie;

$k$  est la constante de Boltzmann =  $1,38 \times 10^{-23}$  J K<sup>-1</sup>;

$T_0$  est la température absolue, en kelvins (on prend par commodité  $293 \pm 5$  K);

$B$  est la largeur de bande efficace du réseau;

$G$  est le gain en puissance du réseau.

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

$$N_2 = F(k T_0 B G) + N' G$$

d'où:

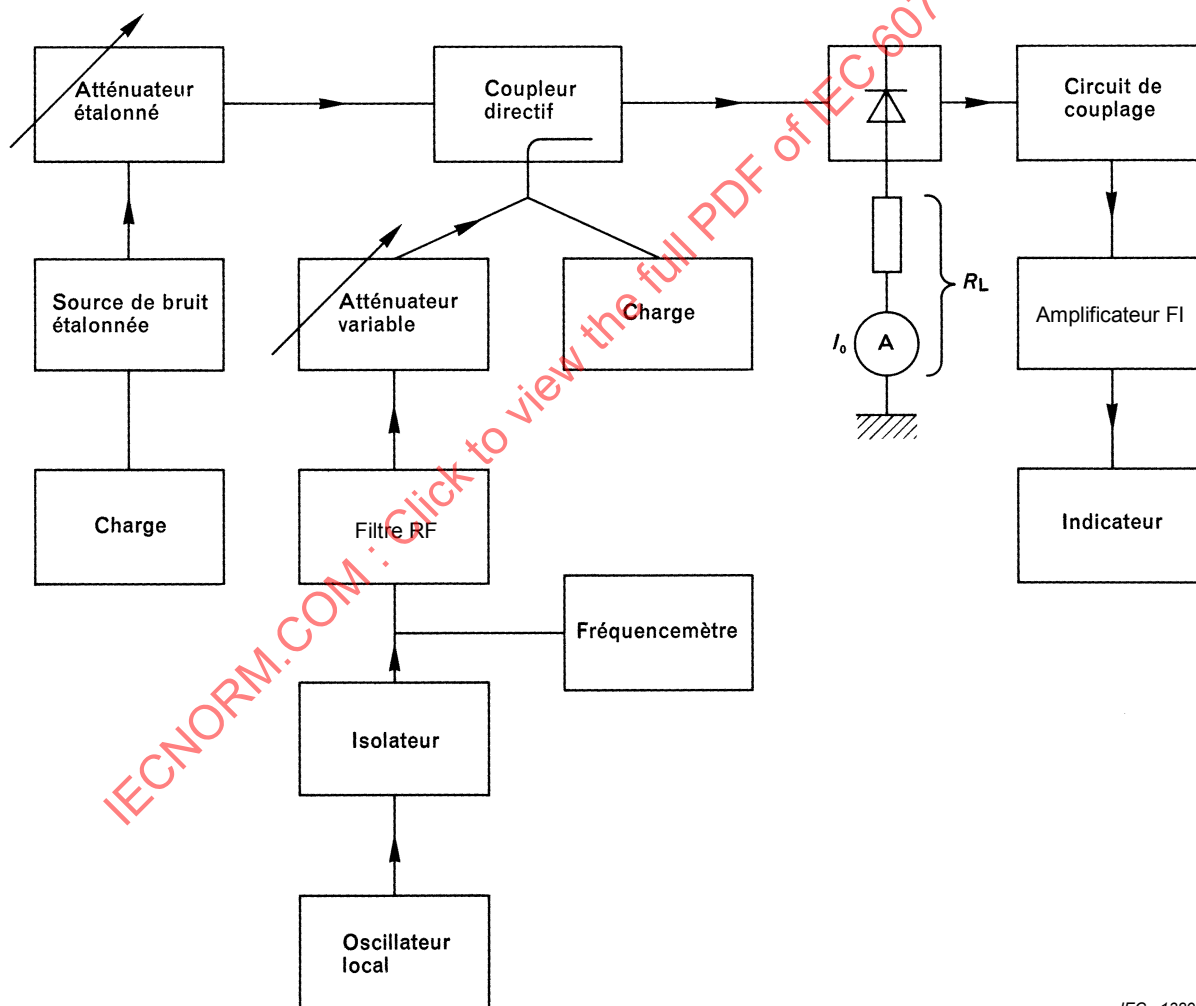
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{FkT_0B}$$

et:

$$F = \frac{N'}{kT_0B} \left[ \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (23)$$

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



IEC 1389/07

Figure 31 – Circuit pour la mesure du facteur de bruit total

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

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

d'où

$$F = \left| \frac{T}{T_o} - 1 \right| \left[ \frac{1}{\frac{N_2}{N_1} - 1} \right] \quad (24)$$

#### *Description et exigences du circuit*

Le filtre RF doit avoir un facteur Q élevé à la fréquence de l'oscillateur local, de façon à fournir une réjection minimale donnée des bandes latérales de bruit engendrées dans l'oscillateur local (voir 4.1.4.10).

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

Il faut que l'amplificateur ait des caractéristiques stables concernant le gain et la largeur de bande.

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

Il peut être nécessaire de régler les sources de polarisation.

#### *Procédure de mesures*

On peut effectuer la mesure du facteur de bruit total en utilisant l'une des méthodes qui suivent.

##### **4.1.4.6.1 Méthode consistant à doubler la puissance de sortie**

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

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

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

Ainsi:  $N_2 = 2 N_1$ , et l'équation (23) devient:  $F_o = \frac{N'}{k T_o B} \left[ \frac{1}{a_{rf}} \right]$

où  $a_{rf}$  est l'atténuation RF

Comme:

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

on a:

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

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

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

où  $r = \frac{\text{gain aux fréquences image}}{\text{gain aux fréquences du signal}} = 1$

ce qui, exprimé en décibels, donne:

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

où  $a_{rf}$  est exprimé en décibels.

#### 4.1.4.6.2 Méthode de l'atténuation FI

Régler la diode comme en 4.1.4.6.1.

Dans cette méthode, placer un atténuateur FI dans le circuit (en général entre l'amplificateur principal et le préamplificateur, ce qui donne l'amplificateur indiqué à la Figure 31). Il faut s'assurer d'une adaptation correcte de l'atténuateur FI dans le circuit.

La méthode est semblable à celle décrite en 4.1.4.6.1, mais elle en diffère en ce que, lorsqu'on applique la puissance de la source de bruit à la diode en réglant l'atténuateur RF étaloné de façon à doubler la puissance de sortie, on règle l'atténuateur RF à l'atténuation nulle et l'atténuateur IF pour ramener le niveau de puissance en sortie lu sur l'indicateur à sa valeur d'origine.

Alors:

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

où  $a_{if}$  est l'atténuation FI

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:

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

où  $a_{if}$  est exprimé en décibels.

#### 4.1.4.6.3 Méthode de la puissance de sortie

Régler la diode comme en 4.1.4.6.1 et opérer de même, à la différence près qu'il n'est pas nécessaire de doubler la puissance de sortie. On peut avoir n'importe quel niveau de puissance sur l'indicateur, à condition que le rapport des puissances de sortie indiqué  $N_2/N_1$  soit mesuré dans la partie quadratique de la caractéristique du détecteur.

Dans ce cas, on peut utiliser directement l'équation (24).

Thus:

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

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:

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

ce qui, exprimé en décibels, donne:

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

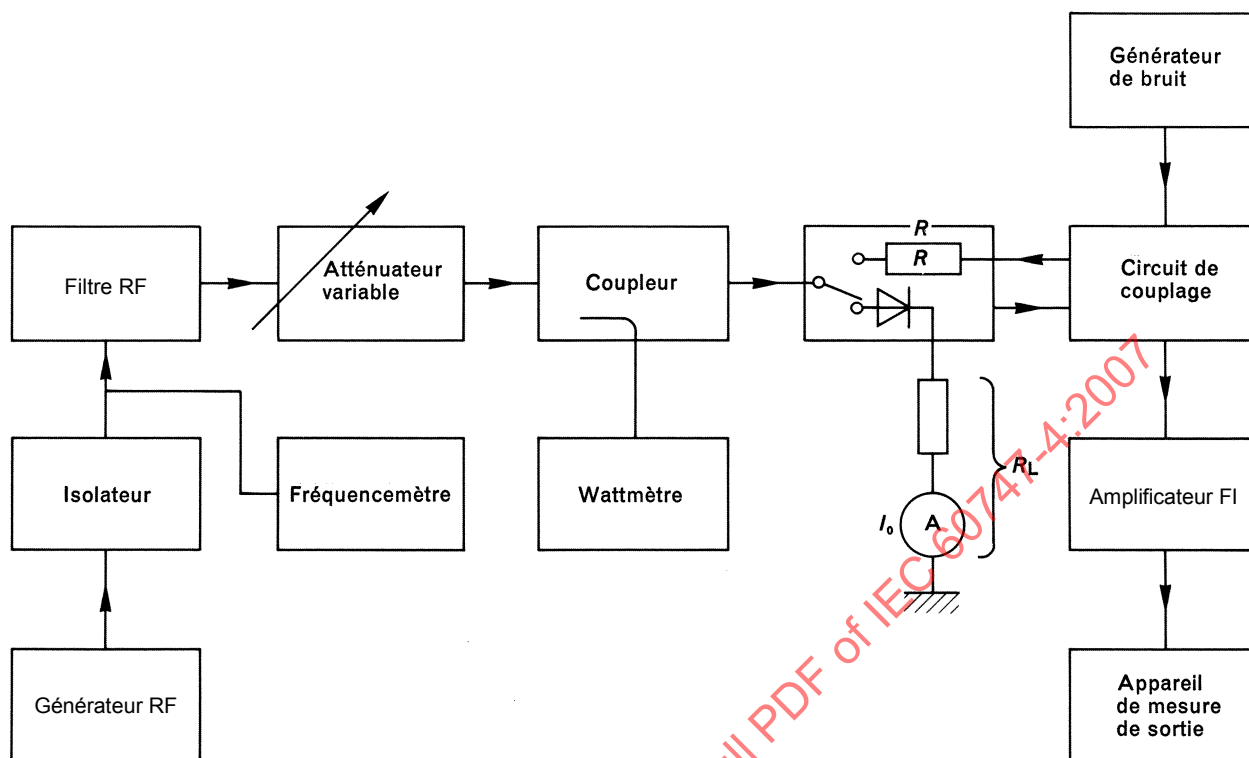
#### 4.1.4.7 Rapport de température de bruit en sortie

##### 4.1.4.7.1 Méthode de mesure directe

##### 4.1.4.7.1.1 But

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

#### 4.1.4.7.1.2 Schéma



IEC 1390/07

#### Légende

R résistance de référence non inductive

**Figure 32 – Circuit pour la mesure du rapport de température de bruit en sortie**

#### 4.1.4.7.1.3 Description et exigences du circuit

Il faut que le filtre RF et le support de mesure de la diode soient conformes aux exigences données en 4.1.4.6. Si l'on désire une plus grande précision, il convient d'accorder le circuit de couplage pour chaque diode. Le circuit de couplage ne doit pas dissiper.

Le gain et la bande passante de l'amplificateur FI doivent être spécifiés. Il faut que le facteur de bruit de l'amplificateur soit plus faible que la valeur de bruit en sortie prévue pour la diode à mesurer.

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

#### 4.1.4.7.1.4 Procédure de mesures

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

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

$k$  est la constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  J K<sup>-1</sup>);

$I$  est le courant d'anode moyen (continu) de la diode de bruit (A);

$T_o$  est la température de bruit de référence (K);

$g$  est la conductance de sortie FI du mélangeur (généralement exprimée en siemens ou en ohms);

$N_2$  est la valeur indiquée en sortie avec la diode à l'entrée;

$N_1$  est la valeur indiquée en sortie avec la résistance de référence à l'entrée.

Si  $N_2 = 2 N_1$ :

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

#### 4.1.4.7.2 Valeur calculée

Comme la valeur mesurée, indiquée en 4.1.4.7.1, dépend d'exigences précises du circuit de mesure, il est quelquefois plus précis de déduire le rapport de température de bruit en sortie ( $N_r$ ) des mesures de facteur de bruit total ( $F_o$ ) et de perte de conversion ( $L_c$ ), à condition d'avoir mesuré cette dernière et, dans ce cas:

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

où  $F_{if}$  est le facteur de bruit de l'amplificateur FI.

#### 4.1.4.8 Perte de conversion

*But*

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

#### 4.1.4.8.1 Méthode par accroissement en continu

##### 4.1.4.8.1.1 Schéma

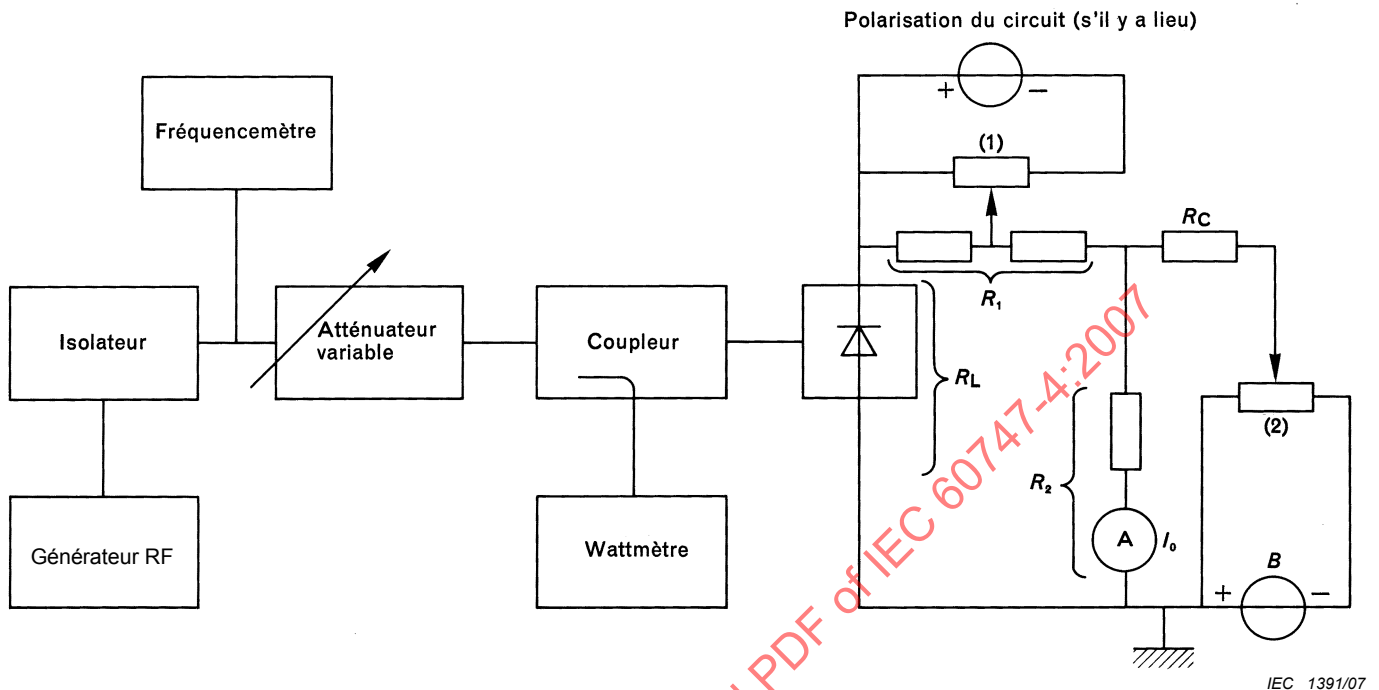


Figure 33 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode d'accroissement continu

##### 4.1.4.8.1.2 Description et exigences du circuit

$R_L = R_1 + R_2$  = résistance de charge FI spécifiée

$R_1$  = résistance de charge en continu spécifiée

Le wattmètre hyperfréquence et l'ampèremètre utilisé pour lire le courant redressé ( $I_0$ ) 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 $\Omega$ . En variante, on peut aussi substituer à l'ensemble résistance-pile- potentiomètre n° 2 une source de courant constant régalée électroniquement. La résistance entre le mélangeur et le curseur du potentiomètre n° 1 est très inférieure à  $R_1$ .

##### 4.1.4.8.1.3 Précautions à prendre

Aucune précaution spéciale.

##### 4.1.4.8.1.4 Procédure de mesures

Placer la diode dans le circuit de mesure indiqué à la Figure 33 et la faire fonctionner dans les conditions spécifiées. Appliquer à la diode un faible niveau connu de puissance hyperfréquence ( $P$ ). Ajuster le potentiomètre n° 2 de façon que le courant fourni par la source continue ( $B$ ) compense exactement le courant redressé ( $I_0$ ). Faire varier la puissance hyperfréquence appliquée d'une faible quantité ( $\Delta P$ ) et mesurer la petite variation correspondante du courant redressé ( $\Delta I_0$ ).

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

$$L_c = \frac{2}{P_0 R_L^2 \frac{1}{Z_{if}} \left[ \frac{\Delta I_0}{\Delta P} \right]^2 \left[ \frac{1}{R_L} + \frac{1}{Z_{if}} \right]^2}$$

où

$\Delta P$  est la faible variation de la puissance hyperfréquence;

$\Delta I_0$  est la variation correspondante du courant redressé;

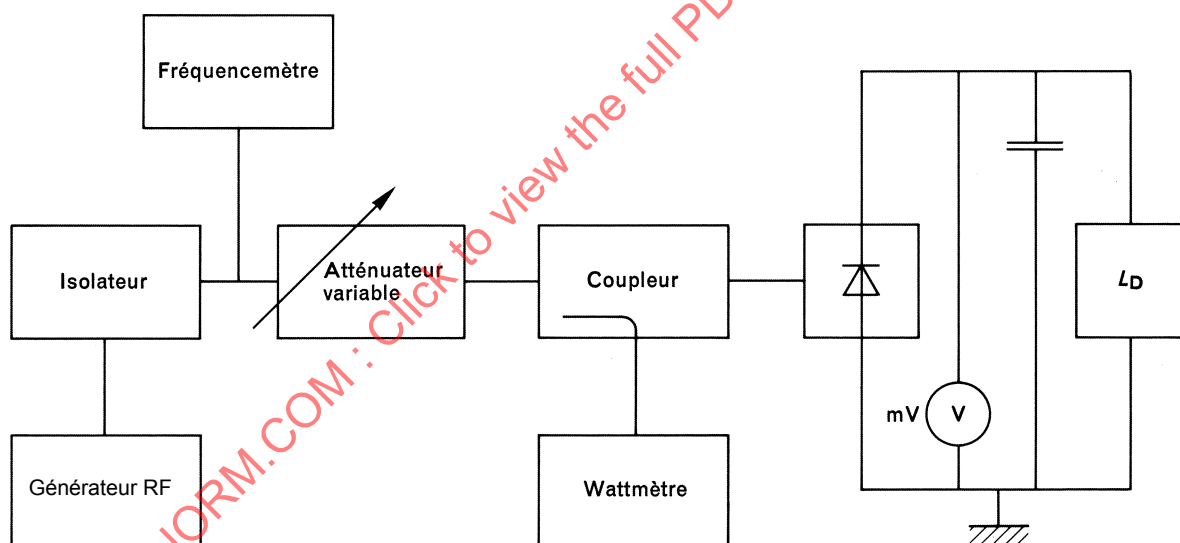
$P_0$  est la puissance moyenne  $P + \frac{\Delta P}{2}$ ;

$Z_{if}$  est l'impédance FI d'une diode normalisée.

La méthode par accroissement en continu n'est pas directement adaptée à un essai rapide de production, mais on l'utilise pour un étalonnage absolu de diodes normalisées. Celles-ci peuvent alors être utilisées pour étalonner la méthode par modulation d'amplitude (voir 4.1.4.8.2).

#### 4.1.4.8.2 Méthode par modulation d'amplitude

##### 4.1.4.8.2.1 Schéma



IEC 1392/07

##### Légende

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

**Figure 34 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode de modulation d'amplitude**

##### 4.1.4.8.2.2 Description et exigences du circuit

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

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

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

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

#### 4.1.4.8.2.3 Précautions

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

#### 4.1.4.8.2.4 Procédure de mesures

Placer la diode dans le circuit comme l'indique la Figure 34, où elle fonctionne dans les conditions déterminées. La puissance hyperfréquence arrivant sur la diode est modulée en amplitude à basse fréquence, avec un taux de modulation déterminé. L'enveloppe de la modulation est détectée par la diode et une tension alternative apparaît aux bornes de la charge de la diode. Connaissant le taux de modulation et la puissance délivrée par le générateur, on peut déterminer la perte de conversion comme suit:

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

où

$m$  est le taux de modulation (inférieur à 10 %);

$P$  est la puissance moyenne appliquée à la diode;

$R_L$  est la résistance de charge de la diode;

$V$  est la tension alternative basse fréquence aux bornes de  $R_L$ .

Cette méthode peut être utilisée comme mesure absolue ou comme méthode relative de comparaison. Dans le cas de mesures relatives, on peut utiliser des diodes normalisées obtenues par la méthode d'accroissement en continu (voir 4.1.4.8.1).

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.

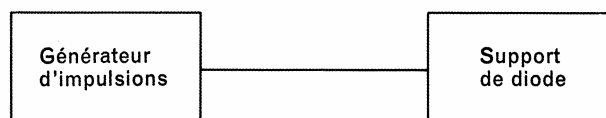
Cependant, si on utilise la méthode par modulation d'amplitude pour effectuer des mesures absolues, il est indispensable de mesurer exactement  $m$ ,  $P$  et  $R_L$ .

#### 4.1.4.9 Energie de destruction par surcharge

##### 4.1.4.9.1 But

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

##### 4.1.4.9.2 Schéma



IEC 1139/01

Figure 35 – Schéma du circuit de mesure de l'énergie de destruction

#### 4.1.4.9.3 Description et exigences du circuit

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

#### 4.1.4.9.4 Précautions à prendre

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

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

#### 4.1.4.9.5 Procédure de mesures

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.

##### 4.1.4.9.5.1 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.

##### 4.1.4.9.5.2 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.

##### 4.1.4.9.5.3 Energie de destruction due à une onde entretenue ou à des impulsions RF

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

#### 4.1.4.10 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  $4 \times 10^{-15}$  (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

$N_{if}$  est la valeur du facteur de bruit du récepteur;

$t_r$  est le rapport de température de bruit de la diode mélangeuse;

tous deux exprimés comme des rapports de puissances.

Cette expression peut s'écrire:  $L_c t_1$ , où  $t_1$  est égal au terme entre parenthèses.

Si l'on veut réduire la puissance de bruit due à l'oscillateur local en sortie de la diode mélangeuse de  $n$  fois, la nouvelle valeur de  $t_o$ , soit  $t_o^1$ , est égale à  $t_1/n$ .

Alors:

$$\frac{t_o}{t_o^1} = \frac{Nn}{4L_c t_1 \times 10^{-15}} \quad (25)$$

La réponse de la cavité est alors donnée par:

$$\frac{1}{1 + \left[ \frac{2 f_{if} Q_L}{f_o} \right]^2}$$

où

$f_{if}$  est la fréquence FI du récepteur;

$Q_L$  est la surtension en charge de la cavité;

$f_o$  est la fréquence de résonance de la cavité.

En combinant cette expression avec l'équation (25), 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

$$Q_L = \frac{f_o}{2f_{if}} \left[ \frac{Nn}{4L_c t_1 \times 10^{-15}} - 1 \right]^{1/2}$$

EXEMPLE:

Pour réduire le bruit dû à l'oscillateur local de 10 fois.

Puissance de bruit de l'oscillateur local ( $N$ ) =  $8 \times 10^{-13}$  W/MHz pour une diode déterminée.

Perte de conversion de la diode ( $L_c$ ) = 6,3 dB = 4,3 fois.

Rapport de température de bruit de la diode ( $t_r$ ) = 1,2 fois.

Facteur de bruit du récepteur = 2 dB ( $N_{if}$ ) = 1,6 fois.

Fréquence du récepteur FI ( $f_{if}$ ) = 30 MHz.

L'oscillateur local fonctionne à 10 GHz ( $f_o$ ).

Donc:

$$t_1 = 1,6 - 1 + 1,2 = 1,8$$

$$Q_L = \frac{10^{10}}{2 \times 30 \times 10^6} \left[ \frac{8 \times 10^{-13} \times 10^1}{4,3 \times 4 \times 10^{-15} \times 1,8} - 1 \right]^{1/2} = 2\,680$$

#### 4.1.4.11 Facteur de bruit de l'amplificateur FI

*Procédure de mesures*

On peut déterminer le facteur de bruit de l'amplificateur FI en suivant les règles données en 4.1.4.6.1. La disposition du circuit, la fréquence centrale et la bande passante sont déterminées par la fréquence intermédiaire nécessaire.

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

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

qui, lorsque  $N_2 = 2N_1$  comme en 4.1.4.6.1, devient:

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

Si l'on utilise une diode de bruit à température limitée comme source de bruit d'entrée appliquée à la résistance d'entrée de l'amplificateur, alors:

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

Donc:

$$F_{if} = \frac{eIR}{kT_o} = 20 IR \text{ quand } T_o = 290K$$

et où

$I$  est le courant de la diode de bruit, en ampères;

$R$  est la résistance d'entrée de l'amplificateur, en ohms.

## 4.2 Diodes mélangeuses utilisées en transmission

### 4.2.1 Généralités

Voir 4.1.1.

### 4.2.2 Terminologie et symboles littéraux

Voir 4.1.2.

### 4.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

#### 4.2.3.1 Généralités

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

- Catégorie 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.

#### 4.2.3.2 Valeurs limites

Il convient d'indiquer les valeurs limites suivantes:

##### 4.2.3.2.1 Températures

##### 4.2.3.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement

##### 4.2.3.2.1.2 Domaine de températures de stockage

##### 4.2.3.2.2 Courants

Courant direct moyen maximal dans les conditions spécifiées à 25 °C

##### 4.2.3.2.3 Dissipation de puissance (y compris l'énergie de claquage)

##### 4.2.3.2.4 Puissance entretenue maximale dans les conditions spécifiées à 25 °C

##### 4.2.3.2.5 Energie maximale de claquage d'une seule impulsion dans des conditions spécifiées à 25 °C

#### 4.2.3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, il convient que les caractéristiques suivantes soient données à 25 °C:

##### 4.2.3.3.1 Capacité entre les extrémités

Valeur typique dans les conditions spécifiées

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

**4.2.3.3.2 Courant direct**

Valeur minimale pour une tension spécifiée

**4.2.3.3.3 Courant inverse**

Valeur maximale pour une tension inverse spécifiée

**4.2.3.3.4 Rapport du courant direct à deux tensions de polarisation spécifiées ou coefficient  $n$  (note 2)**

Valeur typique

**4.2.3.3.5 Rapport d'ondes stationnaires**

Valeur maximale lorsque la diode est placée dans une monture adaptée et qu'elle fonctionne dans les conditions spécifiées (note 3)

Valeur(s) maximale(s) dans les conditions spécifiées (note 4)

**4.2.3.3.6 Impédance FI**

Valeurs minimale et maximale dans les conditions spécifiées (note 3)

**4.2.3.3.7 Perte de conversion**

Valeur typique dans les conditions spécifiées (note 3)

**4.2.3.3.8 Facteur de bruit total**

Valeur maximale dans les conditions spécifiées (notes 3 et 6)

**4.2.3.3.9 Isolement**

Rapport de la valeur du signal d'oscillateur local mesurée aux bornes de l'oscillateur local à la valeur mesurée aux bornes du signal d'entrée

Valeur typique, exprimée en décibels, dans les conditions spécifiées

**4.2.3.4 Données d'applications****4.2.3.4.1 Courant direct moyen recommandé dans les conditions de fonctionnement spécifiées****4.2.3.4.2 Inductance série**

Valeur typique

**4.2.3.4.3 Rapport de température de bruit en sortie**

Valeur typique

| Catégories |   |          |          |
|------------|---|----------|----------|
| A          |   | B        |          |
| P          | S | P        | S        |
|            | + |          |          |
|            | + |          |          |
|            | + |          |          |
| +          | + | +        | +        |
|            |   | (note 5) | (note 5) |
| +          | + | +        | +        |
|            |   | (note 5) | (note 5) |
| +          | + | +        | +        |
|            |   | (note 5) | (note 5) |
| +          | + | +        | +        |
|            |   |          |          |
|            |   | +        | +        |
| +          | + | +        | +        |
|            |   |          |          |
| +          | + |          |          |
|            |   |          |          |
| +          | + | +        | +        |

NOTE 1 Si la diode est intégrée avec les éléments du circuit en continu, tels que le circuit d'alimentation ou de protection de polarisation, il y a lieu que la valeur totale comprenne l'effet de ce circuit continu.

NOTE 2 « $n$ » est défini par:

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

où:

$i$  est le courant direct de la diode;

$i_s$  est le courant de saturation inverse;

$q$  est la charge de l'électron;

$V$  est la tension de polarisation appliquée;

$k$  est la constante de Boltzmann;

$T$  est la température absolue.

NOTE 3 Il convient que le support du dispositif soit spécifié par le fabricant.

NOTE 4 Si le signal d'entrée et l'oscillateur local ont des bornes séparées, il convient que le taux d'ondes stationnaires soit donné pour chacune des bornes. Dans ce cas, il convient que les fréquences à chaque borne soient spécifiées.

NOTE 5 En outre, il est nécessaire de donner la réponse en fréquence, en valeur typique, soit numériquement, soit graphiquement.

NOTE 6 il y a lieu que le facteur de bruit  $F_o$  soit déterminé pour une valeur supposée ou réelle de  $F_{if}$  de 1,5 dB.

#### 4.2.4 Méthodes de mesure

Voir 4.1.4.1 à 4.1.4.9.

#### 4.3 Diodes détectrices

(A l'étude)

### 5 Diodes Impatt

#### 5.1 Diodes Impatt pour applications en amplificateur

##### 5.1.1 Généralités

(A définir.)

##### 5.1.2 Termes et définitions

Pour les besoins du présent article, les termes et définitions suivants s'appliquent.

##### 5.1.2.1 Termes et symboles littéraux

###### 5.1.2.1.1 Températures

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  $T_{MB}$

###### 5.1.2.1.2 Tensions

Tension de claquage  $V_{(BR)}$

Tension de fonctionnement  $V_{OP}$

**5.1.2.1.3 Courants**

Courant inverse  $I_R$

Courant de fonctionnement  $I_{OP}$

Courant continu  $I_A$

Courant transitoire de pointe  $I_{AM}$

**5.1.2.1.4 Puissance**

Puissance dissipée  $P_D$

Puissance de sortie (dans un montage oscillateur spécifié)  $P_o$

Puissance de sortie ajoutée (dans un montage amplificateur spécifié)  $P_{o\ add}$

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

Puissance de sortie parasite  $P_{sp}$

**5.1.2.1.5 Capacités et résistances**

Capacité de boîtier  $C_{case}$

Capacité de jonction  $C_j$

Capacité totale  $C_{tot}$

Résistance thermique jonction-boîtier  $R_{th(j-c)}$

**5.1.2.1.6 Fréquences**

Fréquence minimale de la gamme d'accord mécanique  $f_{minM}$

Fréquence maximale de la gamme d'accord mécanique  $f_{maxM}$

Fréquence minimale de la gamme d'accord électrique  $f_{minE}$

Fréquence maximale de la gamme d'accord électrique  $f_{maxE}$

Variation de la fréquence en fonction du courant  $\Delta f_{(\Delta I)}$

Dérive de fréquence lors de la mise sous tension  $\Delta f_{on}$

Variation de la fréquence en fonction de la température  $\Delta f_{(\Delta T)}$

Variation de la puissance de sortie en fonction de la température  $\Delta P_{o(\Delta T)}$

Variation de la fréquence en fonction de l'impédance de charge (pour un oscillateur)  $\Delta f_{(\Delta Z)}$

Variation de la puissance de sortie en fonction de l'impédance de charge  $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Bande de synchronisation

Gamme de fréquences des signaux injectés pour laquelle il y a asservissement de l'oscillateur

Fréquence minimale de synchronisation  $f_{minL}$

Fréquence maximale de synchronisation  $f_{maxL}$

Rendement de conversion d'un oscillateur  $\eta$ ,  $\eta_{osc}$

Rapport de la puissance RF de sortie à la puissance d'entrée en continu

Rendement dans le cas de puissance ajout (cas d'un amplificateur ou d'un oscillateur asservi utilisé en modulation de fréquence)  $\eta$ ,  $\eta_{add}$

Rapport de la différence entre la puissance RF de sortie et la puissance d'entrée à la puissance continue d'entrée

#### 5.1.2.1.7 Autres paramètres

Facteur de bruit «unité» en modulation de fréquence  $F_{fm}$

Facteur de bruit «unité» en modulation d'amplitude sur les deux bandes latérales  $F_{am}$

Temps d'apparition de l'onde RF  $t_{onRF}$

#### 5.1.2.2 Définitions complémentaires

##### 5.1.2.2.1 Température

###### température ambiante de fonctionnement de la structure résonante

$T_{amb}$

température de l'air mesurée dans les conditions de fonctionnement, au-dessous de la structure résonante dans un environnement de température réellement uniforme, refroidi seulement par la convection de l'air naturel et affecté en rien par des surfaces réfléchissantes et rayonnantes

###### température de fonctionnement du corps de la structure résonante

$T_{MB}$

température mesurée dans les conditions de fonctionnement à un point de référence spécifié à la surface du corps de la structure résonante

##### 5.1.2.2.2 Tensions

###### tension de fonctionnement (d'une diode Impatt)

$V_{OP}$

tension aux bornes de la diode qui résulte de la circulation du courant de fonctionnement

##### 5.1.2.2.3 Courants

###### courant de fonctionnement (d'une diode Impatt)

$I_{OP}$

courant d'avalanche auquel la diode fonctionne

##### 5.1.2.2.4 Puissance

###### puissance de sortie (pour une structure oscillatrice définie)

$P_o$

puissance fournie au montage adapté à la borne de sortie de la structure oscillatrice

###### puissance de sortie ajoutée (pour une structure amplificatrice définie)

$P_{o\ add}$

puissance apportée par la structure amplificatrice à la puissance de sortie (autre que la puissance RF d'entrée)

###### puissance de sortie parasite

$P_{sp}$

ensemble des puissances de sortie à l'exclusion de la puissance à la fréquence fondamentale

##### 5.1.2.2.5 Capacités

###### capacité de boîtier

$C_{case}$

capacité qui existe entre les bornes du boîtier de la diode lorsque la puce de la diode n'est pas montée

##### 5.1.2.2.6 Fréquences

###### dérive de fréquence lors de la mise sous tension (pour un oscillateur)

$\Delta f_{on}$

dérive de fréquence qui se produit entre une valeur initiale à l'instant de l'application de la puissance et sa valeur finale en régime stable

NOTE Pour les spécifications, il faut indiquer comment la valeur initiale de la fréquence est définie.

#### 5.1.2.2.7 Autres paramètres

##### facteur de bruit «unité» en modulation de fréquence

$F_{fm}$

rapport de:

- a) la puissance de bruit en sortie en modulation de fréquence pour une bande passante unité (densité spectrale), à une seule fréquence de sortie, lorsque la température de bruit de tous les éléments à l'entrée est égale à la température de bruit de référence  $T_0$  pour toutes les fréquences qui contribuent au bruit en sortie,  
à:
- b) la partie du point a) due au bruit de la résistance du signal d'entrée, à la fréquence du signal d'entrée

NOTE 1 Le bruit en modulation de fréquence est la partie du bruit total détectée par un système répondant seulement à la modulation de fréquence.

NOTE 2 Le mot «unité» a été introduit dans le titre afin que ce dernier corresponde à 702-08-57 de la CEI 60050-702:1992.

##### facteur de bruit «unité» en modulation d'amplitude sur les deux bandes latérales

$F_{am}$

rapport de:

- 1) la puissance de bruit en sortie en modulation d'amplitude pour une bande passante unité (densité spectrale), à une seule fréquence de sortie, lorsque la température de bruit de tous les éléments à l'entrée est égale à la température de bruit de référence  $T_0$  pour toutes les fréquences qui contribuent au bruit de sortie,  
à:
- 2) la partie du point 1) due au bruit de la résistance du signal d'entrée, à la fréquence du signal d'entrée

NOTE 3 Le bruit en modulation d'amplitude est la partie du bruit total détectée par un système répondant seulement à la modulation d'amplitude.

##### temps d'apparition de l'onde RF

$t_{onRF}$

pour un oscillateur non asservi, temps nécessaire depuis la mise en service pour atteindre une fréquence spécifiée

pour un oscillateur ou un amplificateur asservi, temps nécessaire depuis la mise en service pour atteindre une puissance de sortie spécifiée

#### 5.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

##### 5.1.3.1 Généralités

Il convient que les valeurs limites des caractéristiques électriques soient indiquées soit à température ambiante spécifiée, soit à température de boîtier spécifiée.

##### 5.1.3.2 Valeurs limites

##### 5.1.3.2.1 Températures

##### 5.1.3.2.1.1 Température de stockage

Valeurs minimale et maximale.

##### 5.1.3.2.1.2 Température de boîtier en fonctionnement

Valeurs minimale et maximale.

NOTE Comme variante, on peut spécifier l'une des températures indiquées en 3.4.1.

#### **5.1.3.2.2 Dissipation de puissance**

Valeur maximale pour une température de boîtier spécifiée.

#### **5.1.3.2.3 Courant continu**

Valeur maximale dans la région d'avalanche.

#### **5.1.3.2.4 Courant transitoire de pointe**

Valeur maximale dans la région d'avalanche pour une durée spécifiée de l'impulsion.

#### **5.1.3.3 Caractéristiques**

Il convient d'indiquer les caractéristiques suivantes à la température de boîtier de 25 °C.

##### **5.1.3.3.1 Tension de claquage**

Valeurs minimale et maximale pour un courant inverse spécifié.

##### **5.1.3.3.2 Courant inverse**

Valeur maximale, pour une tension inverse spécifiée inférieure à la tension de claquage minimale.

##### **5.1.3.3.3 Capacité totale**

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

##### **5.1.3.3.4 Résistance thermique jonction-boîtier**

Valeur maximale.

#### **5.1.3.4 Valeurs limites et caractéristiques supplémentaires**

Lorsqu'on spécifie la diode en vue de son utilisation dans une structure résonante définie, il convient d'indiquer les valeurs limites et caractéristiques supplémentaires qui suivent.

##### **5.1.3.4.1 Valeurs limites**

Soit:

###### **5.1.3.4.1.1 Température ambiante de fonctionnement de la structure résonante**

Valeurs minimale et maximale.

Soit:

###### **5.1.3.4.1.2 Température de fonctionnement du corps de la structure résonante**

Valeurs minimale et maximale au point de référence spécifié.

##### **5.1.3.4.2 Caractéristiques**

Il convient d'indiquer les caractéristiques suivantes de la diode à avalanche et de sa structure résonante définie à la température ambiante ou à celle de 25 °C du corps de la structure, sauf indication contraire.

**5.1.3.4.2.1 Tension de fonctionnement**

Valeur maximale, pour un courant (ou des courants) de fonctionnement spécifié(s).

**5.1.3.4.2.2 Puissance de sortie (pour une structure oscillatrice définie)**

Valeurs minimale et, s'il y a lieu, maximale, pour un courant (ou des courants) de fonctionnement de la diode spécifié(s) et, si cela est applicable, dans la bande d'accord mécanique ou électrique spécifiée, pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié.

**5.1.3.4.2.3 Puissance de sortie ajoutée (pour une structure amplificatrice définie)**

Valeurs minimale et, s'il y a lieu, maximale, pour un courant (ou des courants) de fonctionnement de la diode spécifié(s) et, si c'est applicable, dans la bande d'accord mécanique ou électrique spécifiée, pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié.

Il convient d'indiquer les caractéristiques suivantes, s'il y a lieu.

**5.1.3.4.2.4 Bande d'accord (mécanique)**

Fréquences minimale et maximale pour un courant de fonctionnement spécifié.

**5.1.3.4.2.5 Bande d'accord (électrique)**

Fréquences minimale et maximale pour une gamme de tensions d'accord de la diode spécifiée et pour un courant de fonctionnement spécifié.

**5.1.3.4.2.6 Variation de la fréquence en fonction du courant de fonctionnement**

Valeur minimale ou maximale dans une gamme spécifiée du courant de fonctionnement.

**5.1.3.4.2.7 Variation de la puissance de sortie en fonctions du courant**

Valeur maximale dans une gamme spécifiée du courant de fonctionnement.

**5.1.3.4.2.8 Facteur de bruit en modulation de fréquence**

Valeur maximale dans des conditions spécifiées, choisies de préférence dans la liste suivante:

Bande passante: 1 Hz, 10 Hz, 100 Hz ou 1 kHz  
et 10 kHz, 100 kHz, 1 MHz ou 10 MHz pour la porteuse.

**5.1.3.4.2.9 Facteur de bruit en modulation d'amplitude sur les deux bandes latérales**

Valeur maximale dans les conditions spécifiées, choisies de préférence parmi celles indiquées en 5.1.3.4.2.8.

**5.1.3.4.2.10 Dérive de fréquence lors de la mise sous tension**

Valeur maximale dans les conditions spécifiées.

**5.1.3.4.2.11 Puissance(s) de sortie parasite(s)**

Valeur(s) maximale(s), pour des fréquences spécifiées et dans les conditions spécifiées.

#### **5.1.3.4.2.12 Variation de la fréquence en fonction de la température**

Valeur maximale dans toute la gamme des températures de fonctionnement, dans les conditions spécifiées.

#### **5.1.3.4.2.13 Variation de la puissance de sortie en fonctions de la température**

Valeur maximale dans toute la gamme des températures de fonctionnement, dans les conditions spécifiées.

#### **5.1.3.4.2.14 Entraînement de fréquence en fonctions de l'impédance de charge**

Valeur maximale de la variation de fréquence pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié, toutes phases.

#### **5.1.3.4.2.15 Variation de la puissance de sortie en fonctions de l'impédance de charge**

Valeur maximale pour un rapport d'ondes stationnaires spécifié, toutes phases.

#### **5.1.3.4.2.16 Temps d'apparition de l'onde RF**

Valeur maximale dans les conditions spécifiées.

#### **5.1.3.4.2.17 Bande de synchronisation**

Fréquences minimale et maximale de synchronisation, pour une puissance de synchronisation spécifiée.

#### **5.1.3.4.2.18 Rendement de conversion du continu en RF (pour un oscillateur)**

Valeur minimale dans les conditions spécifiées.

#### **5.1.3.4.2.19 Rendement en puissance ajoutée (pour un amplificateur)**

Valeur minimale dans les conditions spécifiées.

### **5.1.3.5 Informations supplémentaires**

#### **5.1.3.5.1 Capacité de boîtier**

Valeur typique.

#### **5.1.3.5.2 Capacité de jonction**

Valeur typique dans les conditions spécifiées.

## **5.2 Diodes Impatt pour applications en oscillateur**

(A l'étude).

## **6 Diodes Gunn**

### **6.1 Généralités**

(A l'étude).

## 6.2 Termes et définitions

Pour les besoins du présent article, les termes et définitions suivants s'appliquent.

### 6.2.1 tension de claquage d'impulsion (d'une diode à effet Gunn)

$V_{(BR)}$

valeur la plus faible de la tension dans les conditions d'impulsion spécifiées à laquelle la résistance de la diode décroît brusquement

## 6.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

(A l'étude).

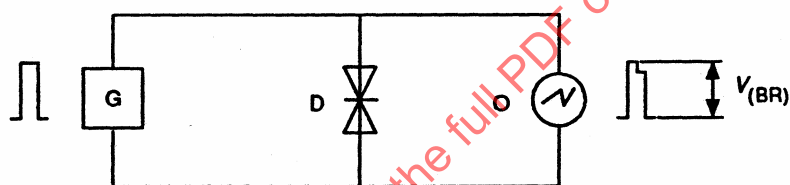
## 6.4 Méthodes de mesure

### 6.4.1 Tension de claquage d'impulsion $V_{(BR)}$

#### 6.4.1.1 But

Mesurer la tension de seuil d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

#### 6.4.1.2 Schéma



IEC 1143/01

#### Légende

$V_{(BR)}$  tension de claquage d'impulsion

Figure 36 – Circuit pour la mesure de la tension de claquage d'impulsion

#### 6.4.1.3 Description et exigences du circuit

D est la diode à mesurer

G est le générateur d'impulsions ultra-rapide (nanosecondes)

O est l'oscilloscope

#### 6.4.1.4 Procédure de mesures

Appliquer l'impulsion d'entrée à la diode par le générateur d'impulsions G.

Augmenter l'amplitude d'impulsion d'entrée jusqu'à ce que le front arrière de l'impulsion observable sur l'oscilloscope chute instantanément.

La tension observée à la diode juste avant cet instant est la tension de seuil de la diode à effet Gunn.

#### 6.4.1.5 Conditions spécifiées

Température ambiante

Durée d'impulsion

Taux d'impulsion

#### 6.4.1.6 Précautions

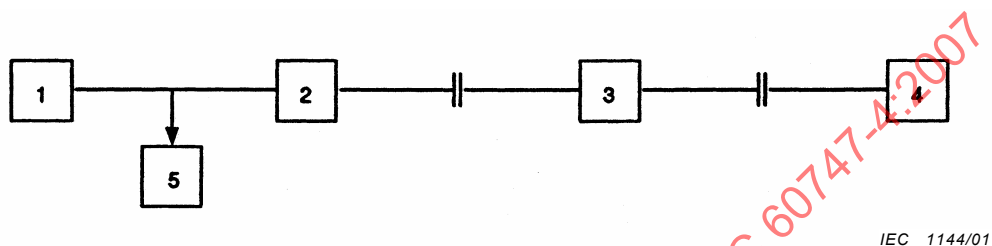
La durée d'impulsion et le coefficient d'utilisation doivent être choisis de manière à empêcher tout changement permanent des caractéristiques qui entraînerait la destruction du dispositif.

#### 6.4.2 Tension de seuil

##### 6.4.2.1 But

Mesurer la tension de seuil d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

##### 6.4.2.2 Schéma



##### Légende

- 1 générateur de tension
- 2 cavité avec la diode à mesurer
- 3 atténuateur variable
- 4 indicateur d'oscillations (wattmètre ou chambre de détection avec un microampèremètre ou un oscilloscope stroboscopique)
- 5 voltmètre en continu

**Figure 37 – Circuit pour la mesure de la tension de seuil**

##### 6.4.2.3 Description et exigences du circuit

Afin de garantir la mesure, il est nécessaire que le circuit possède une cavité dont la conception est spécifiée pour chaque type de diode.

La cavité doit satisfaire aux exigences suivantes:

- avoir des éléments de réglage permettant de visualiser le mode d'oscillation de la diode dans la bande de fréquences spécifiée;
- assurer la fréquence d'oscillations spécifiée en fonction de la polarisation de la diode;
- assurer l'évacuation de la chaleur de la diode dans les conditions de fonctionnement. Dans ce cas, il convient que la température de maintien critique ne dépasse pas une valeur limite maximale spécifiée pour un type particulier de diode. Il convient que la résistance d'entrée de la source de tension ne dépasse pas 10 % de la résistance de la diode.

##### 6.4.2.4 Procédure de mesures

Introduire la diode dans la cavité. Augmenter progressivement la tension d'alimentation jusqu'à ce qu'une oscillation se produise. L'appareil de mesure (4) définit où l'oscillation se produit. Régler la cavité à la valeur maximale donnée par celui-ci. En cas de surcharge, utiliser un atténuateur. Réduire la tension d'alimentation à zéro. Répéter ces opérations jusqu'à obtention de la valeur minimale de tension à laquelle l'oscillation se produit. Lire la valeur de la tension de seuil sur le voltmètre en continu au moment où l'oscillation se produit.

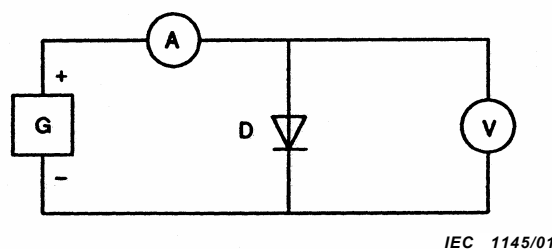
### 6.4.3 Résistance

#### 6.4.3.1 Méthode avec voltmètre-ampèremètre

##### 6.4.3.1.1 But

Mesurer la résistance d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

##### 6.4.3.1.2 Schéma



##### Légende

- G générateur de courant continu
- A ampèremètre en continu
- V voltmètre en continu
- D diode à mesurer

**Figure 38 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode voltmètre-ampèremètre**

##### 6.4.3.1.3 Description et exigences du circuit

Il convient que la résistance d'entrée du voltmètre soit élevée par rapport à la résistance maximale de la diode.

##### 6.4.3.1.4 Procédure de mesures

Le courant de mesure doit être nettement inférieur au courant de seuil  $I_{TO}$ .

Tenir compte de la chute de tension sur les fils et les bornes qui connectent la diode au circuit de mesure.

A cette fin, mesurer la chute de tension sur les bornes en court-circuit du support de la diode.

Calculer la résistance de la diode à effet Gunn à l'aide de la formule:

$$R = \frac{U}{I}$$

où

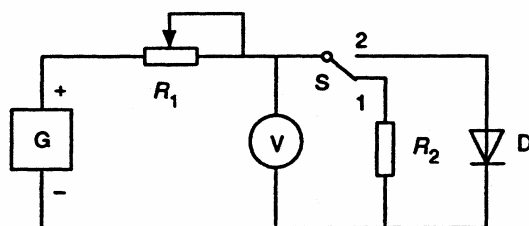
$R$  est la résistance de la diode à mesurer;

$U$  est la chute de tension sur la diode à mesurer;

$I$  est le courant aux bornes de la diode à mesurer.

### 6.4.3.2 Méthode de substitution

#### 6.4.3.2.1 Schéma



IEC 1146/01

#### Légende

G générateur de courant continu  
 $R_1$  résistance variable  
V voltmètre en continu  
S interrupteur  
 $R_2$  résistance étalonée  
D diode à mesurer

**Figure 39 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode de substitution**

#### 6.4.3.2.2 Description et exigences du circuit

Il convient que la résistance interne du générateur de courant continu que constituent G et  $R_1$  soit élevée par rapport à la résistance maximale de la diode. Choisir pour la résistance variable  $R_1$  une valeur telle que le courant aux bornes de la diode puisse être réglé dans une limite de  $\pm 10\%$ .

Il convient que la valeur de la résistance étalonée  $R_2$  ne soit pas inférieure à la valeur limite maximale de la résistance de la diode.

#### 6.4.3.2.3 Procédure de mesures

Mettre l'interrupteur S en position 1 et étalonner le voltmètre avec la résistance  $R_1$ .

Mettre alors l'interrupteur S en position 2 et lire la valeur de la résistance sur l'échelle de mesure.

## 7 Transistors bipolaires

### 7.1 Généralités

Cet article contient des termes et des définitions, les valeurs limites et caractéristiques essentielles, les méthodes de mesure et les méthodes de vérification pour les transistors bipolaires utilisés dans les applications en hyperfréquences. Les principales parties des transistors bipolaires sont présentées dans la CEI 60747-7.

### 7.2 Termes et définitions

Pour les besoins du présent article, les termes et définitions suivantes s'appliquent.

#### 7.2.1

**puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB**

$P_{o(1dB)}$

Voir 8.2.13.

**7.2.2****puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée** $P_o$ 

Voir 3.3 de la CEI 60747-16-2:2002.

**7.2.3****gain en puissance pour 1 dB de compression du gain** $G_{p(1dB)}$ 

Voir 8.2.14.

**7.2.4****rendement en puissance ajouté** $\eta_{add}$ 

Voir 8.2.15.

**7.2.5****rendement du collecteur** $\eta_c$ 

rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée en continu du collecteur

NOTE Ce rapport s'exprime normalement en pourcentage.

**7.2.6****facteur de bruit** $F$ 

Voir 702-08-57 de la CEI 60050-702:1992.

**7.2.7****gain associé** $G_{as}$ 

Voir 8.2.23.

**7.2.8****facteur de bruit minimal** $F_{min}$ 

Voir 8.2.21.

**7.2.9****facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal** $r_{GFmin}$ 

NOTE 1 Pour le coefficient (facteur) de réflexion de la source, voir 3.5.3.3 de la CEI 60747-7:2000.

NOTE 2 Le symbole « $\Gamma_{opt}$ » est encore d'usage courant pour le facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal.**7.2.10****résistance équivalente du bruit d'entrée** $R_n$ 

quotient de la tension équivalente du bruit d'entrée et du courant équivalent du bruit d'entrée (voir 3.4.5 et 3.4.6 de la CEI 60747-1:2006).

**7.2.11****fréquence maximale d'oscillation** $f_{max}$ 

Voir 3.4.14 de la CEI 60747-7:2000.

### 7.2.12

#### fréquence de transition

$f_T$

Voir 3.4.15 de la CEI 60747-7:2000.

### 7.2.13

#### fréquence du rapport de transfert unité du courant

$f_1$

Voir 3.4.16 de la CEI 60747-7:2000.

### 7.2.14

#### gain maximal disponible

$G_{a(max)}$

Voir 8.2.8.

NOTE L'abréviation «MAG» est encore d'usage courant pour le gain maximal disponible.

### 7.2.15

#### gain maximal stable

$G_{ms}$

valeur du rapport de  $S_{21}$  en configuration émetteur commun, à  $S_{12}$  en configuration émetteur commun, la résistance aux bornes de sortie et la résistance de la source ayant chacune la valeur  $R_0$

NOTE L'abréviation «MSG» est encore d'usage courant pour le gain maximal stable.

### 7.2.16

#### gain d'insertion en puissance

$|S_{21e}|^2$

le carré de la valeur  $S_{21}$  en configuration émetteur commun, la résistance aux bornes de sortie et la résistance de la source ayant chacune la valeur  $R_0$

### 7.2.17

#### puissance d'entrée au point interception (pour les produits d'intermodulation)

$P_{i,n(IP)}$

la puissance d'entrée à l'intersection entre les puissances de sortie extrapolées de la composante fondamentale et des composantes d'intermodulation du  $n^{\text{ième}}$  ordre, lorsque l'extrapolation est effectuée dans un diagramme représentant la puissance de sortie des composants (en décibels) en fonction de la puissance d'entrée (en décibels)

NOTE L'abréviation «IIP<sub>n</sub>» est encore d'usage courant pour la puissance d'entrée au point d'intersection (pour les produits d'intermodulation).

### 7.2.18

#### puissance de sortie au point interception (pour les produits d'intermodulation)

$P_{o,n(IP)}$

la puissance de sortie à l'intersection entre les puissances de sortie extrapolées de la composante fondamentale et des composantes d'intermodulation du  $n^{\text{ième}}$  ordre, lorsque l'extrapolation est effectuée dans un diagramme représentant la puissance de sortie des composants (en décibels) en fonction de la puissance d'entrée (en décibels)

NOTE L'abréviation «OIP<sub>n</sub>» est encore d'usage courant pour la puissance de sortie au point d'intersection (pour les produits d'intermodulation).

### 7.2.19

#### distorsion d'intermodulation

$P_1/P_n$

Voir 3.7 de la CEI 60747-16-1:2007.

NOTE L'abréviation «IMD<sub>n</sub>» est encore d'usage courant pour la distorsion d'intermodulation du  $n^{\text{ième}}$  ordre.