

CONSOLIDATED VERSION

VERSION CONSOLIDÉE



**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+AMD1:2017 CSV





THIS PUBLICATION IS COPYRIGHT PROTECTED
Copyright © 2017 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 l'IEC ou du Comité national de l'IEC du pays du demandeur. Si vous avez des questions sur le copyright de l'IEC ou si vous désirez obtenir des droits supplémentaires sur cette publication, utilisez les coordonnées ci-après ou contactez le Comité national de l'IEC de votre pays de résidence.

IEC Central Office
3, rue de Varembe
CH-1211 Geneva 20
Switzerland

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

IEC Catalogue - webstore.iec.ch/catalogue

The stand-alone application for consulting the entire bibliographical information on IEC International Standards, Technical Specifications, Technical Reports and other documents. Available for PC, Mac OS, Android Tablets and iPad.

IEC publications search - www.iec.ch/searchpub

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 It also gives information on projects, replaced and withdrawn publications.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

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

Electropedia - www.electropedia.org

The world's leading online dictionary of electronic and electrical terms containing 20 000 terms and definitions in English and French, with equivalent terms in 16 additional languages. Also known as the International Electrotechnical Vocabulary (IEV) online.

IEC Glossary - std.iec.ch/glossary

65 000 electrotechnical terminology entries in English and French extracted from the Terms and Definitions clause of IEC publications issued since 2002. Some entries have been collected from earlier publications of IEC TC 37, 77, 86 and CISPR.

IEC Customer Service Centre - webstore.iec.ch/csc

If you wish to give us your feedback on this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre: csc@iec.ch.

A propos de l'IEC

La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) 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 IEC

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

Catalogue IEC - webstore.iec.ch/catalogue

Application autonome pour consulter tous les renseignements bibliographiques sur les Normes internationales, Spécifications techniques, Rapports techniques et autres documents de l'IEC. Disponible pour PC, Mac OS, tablettes Android et iPad.

Recherche de publications IEC - www.iec.ch/searchpub

La recherche avancée permet de trouver des publications IEC en utilisant différents critères (numéro de référence, texte, comité d'études,...). Elle donne aussi des informations sur les projets et les publications remplacées ou retirées.

IEC Just Published - webstore.iec.ch/justpublished

Restez informé sur les nouvelles publications IEC. Just Published détaille les nouvelles publications parues. Disponible en ligne et aussi une fois par mois par email.

Electropedia - www.electropedia.org

Le premier dictionnaire en ligne de termes électroniques et électriques. Il contient 20 000 termes et définitions en anglais et en français, ainsi que les termes équivalents dans 16 langues additionnelles. Egalement appelé Vocabulaire Electrotechnique International (IEV) en ligne.

Glossaire IEC - std.iec.ch/glossary

65 000 entrées terminologiques électrotechniques, en anglais et en français, extraites des articles Termes et Définitions des publications IEC parues depuis 2002. Plus certaines entrées antérieures extraites des publications des CE 37, 77, 86 et CISPR de l'IEC.

Service Clients - webstore.iec.ch/csc

Si vous désirez nous donner des commentaires sur cette publication ou si vous avez des questions contactez-nous: csc@iec.ch.

CONSOLIDATED VERSION

VERSION CONSOLIDÉE



**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

ICS 31.080.10; 31.080.30

ISBN 978-2-8322-3919-3

**Warning! Make sure that you obtained this publication from an authorized distributor.
Attention! Veuillez vous assurer que vous avez obtenu cette publication via un distributeur agréé.**

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

REDLINE VERSION

VERSION REDLINE



**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+AMD1:2017 CSV

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 $V_{(BR)}$	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 (Ψ_L)	103
7.5.2	Source mismatch tolerance (Ψ_S)	106
7.5.3	Load mismatch ruggedness (Ψ_R)	110
8	Field-effect transistors	111
8.1	General	111
8.2	Terms and definitions	111
8.3	Essential ratings and characteristics	114
8.3.1	General	114
8.3.2	Limiting values (absolute maximum rating system)	115
8.4	Measuring methods	116
8.4.1	General	116
8.4.2	DC characteristics	117
8.4.3	RF characteristics	123
8.5	Verifying methods	134
8.5.1	Load mismatch tolerance (Ψ_L)	134
8.5.2	Source mismatch tolerance (Ψ_S)	134
8.5.3	Load mismatch ruggedness (Ψ_R)	134
9	Assessment and reliability – specific requirements	134
9.1	Electrical test conditions	134
9.2	Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests	134
9.3	Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests	134
9.4	Procedure in case of a testing error	134
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.....	103
Figure 46 – Circuit for the verification of load mismatch tolerance in the method 2.....	105
Figure 47 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in the method 1.....	107

Figure 48 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in the method 2.....	109
Figure 49 – Circuit for the verification of load mismatch ruggedness	110
Figure 50 – Circuit for the measurements of gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$	118
Figure 51 – Circuit for the measurements of gate-drain breakdown voltage, $V_{(BR)GDO}$	118
Figure 52 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case	119
Figure 53 – Timing chart of DC pulse to be supplied to the device being measured	121
Figure 54 – Calibration curve $V_{GSF} = f(T_{ch})$ for fixed $I_{G(ref)}$, evaluation of α	122
Figure 55 – V_{GSF2} in function of delay time τ_4	123
Figure 56 – Circuit for the measurement of output power at specified input power	124
Figure 57 – Circuit for the measurements of the noise figure and associated gain.....	129
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	115
Table 8 – DC characteristics	115
Table 9 – RF characteristics	116
Table 10 – Replacing rules for terms.....	117
Table 11 – Replacing rules for symbols.....	117
Table 12 – Operating conditions and Test circuits	135
Table 13 – Failure criteria and measurement conditions	137

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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 itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 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.

DISCLAIMER

This Consolidated version is not an official IEC Standard and has been prepared for user convenience. Only the current versions of the standard and its amendment(s) are to be considered the official documents.

This Consolidated version of IEC 60747-4 bears the edition number 2.1. It consists of the second edition (2007-08) [documents 47E/330/FDIS and 47E/339/RVD] and its amendment 1 (2017-01) [documents 47E/499/CDV and 47E/517/RVC]. The technical content is identical to the base edition and its amendment.

In this Redline version, a vertical line in the margin shows where the technical content is modified by amendment 1. Additions are in green text, deletions are in strikethrough red text. A separate Final version with all changes accepted is available in this publication.

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

This second edition 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.

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 the base publication and its amendment will remain unchanged until the stability 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.

IMPORTANT – The 'colour inside' logo on the cover page of this publication indicates that it contains colours which are considered to be useful for the correct understanding of its contents. Users should therefore print this document using a colour printer.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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* (available at: <http://www.electropedia.org>)

IEC 60747-1:2006, *Semiconductor devices – Part 1: General*
IEC 60747-1/AMD 1:2010

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:

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

3.1.3.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

3.1.3.2.1 Temperatures

Range of operating temperatures
Range of storage temperatures

3.1.3.2.2 Voltages and currents

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

3.1.3.2.3 Power dissipation

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

3.1.3.3 Electrical characteristics

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

3.1.3.3.1 Stray capacitance (C_p)

Typical value under specified conditions

3.1.3.3.2 Series inductance (L_s)

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

3.1.3.3.3 Terminal capacitance (C_{tot})

- a) Minimum and maximum values, at a specified bias voltage and at a specified frequency (note 2)
- b) Typical curve showing the relationship between terminal capacitance and bias voltage

3.1.3.3.4 Junction capacitance (C_j)

Minimum and maximum values at a specified bias voltage (notes 2 and 3). When the order of magnitude of C_p is the same as that of the terminal capacitance C_{tot} , a typical value should be given for C_j instead of minimum and maximum values

3.1.3.3.5 Effective quality factor (Q)

Minimum values at two or more specified frequencies under specified bias conditions (note 4)

	Categories			
	1	2	3	4
Range of operating temperatures	+	+	+	+
Range of storage temperatures	+	+	+	+
Maximum peak reverse voltage	+	+	+	+
Maximum mean forward current, where appropriate		+	+	+
Maximum peak forward current, where appropriate		+	+	+
Maximum dissipation, under stated conditions, over the operating temperature range	+	+	+	+
Typical value under specified conditions	+	+	+	+
Typical value and, where appropriate, maximum value under specified conditions	+	+	+	+
a) Minimum and maximum values, at a specified bias voltage and at a specified frequency (note 2)	+	+	+	+
b) Typical curve showing the relationship between terminal capacitance and bias voltage	+	+	+	+
Minimum and maximum values at a specified bias voltage (notes 2 and 3). When the order of magnitude of C_p is the same as that of the terminal capacitance C_{tot} , a typical value should be given for C_j instead of minimum and maximum values	+	+	+	+
Minimum values at two or more specified frequencies under specified bias conditions (note 4)	+			

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:

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

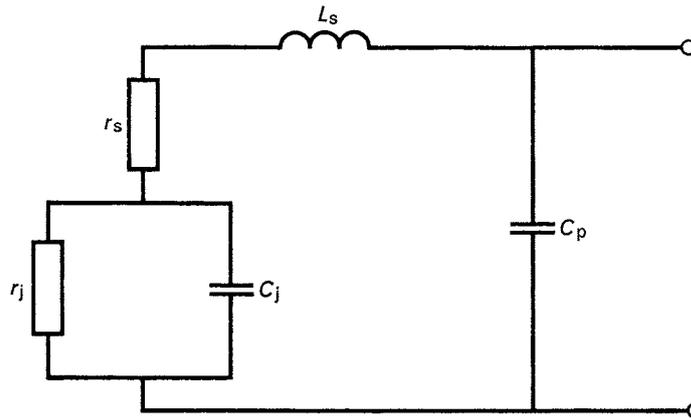
where V is the magnitude of the applied reverse voltage and K , ϕ and γ are three constants. The manufacturer should specify the typical values for K , ϕ and γ .

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

C_p stray capacitance

r_s series resistance

L_s series inductance

r_j low frequency resistance of the junction

In general, r_j is sufficiently high to be neglected.

Figure 1 – Equivalent circuit

3.1.3.4 Application data

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

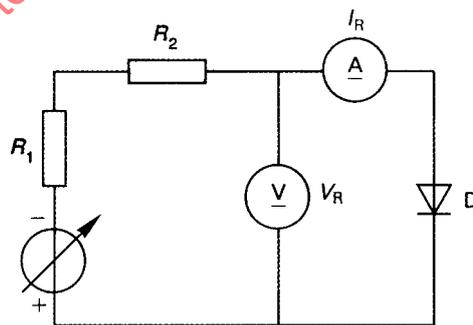
3.1.4 Measuring methods

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.

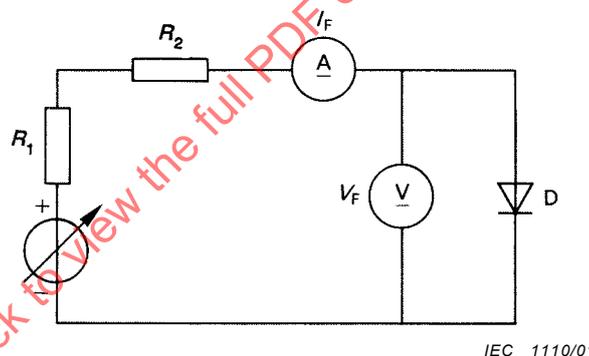
The reverse current I_R is read from the ammeter A.

e) *Specified conditions*

- Ambient, case or reference-point temperature (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Reverse voltage (V_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***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}

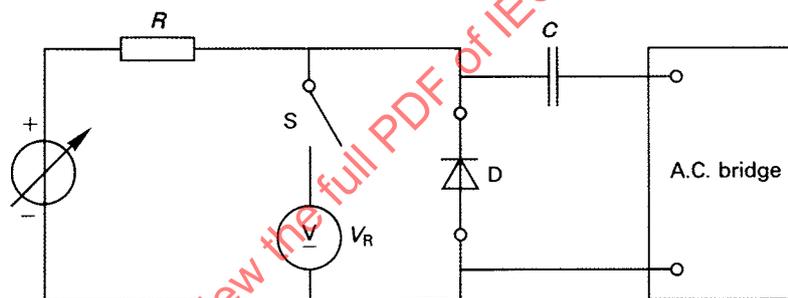
The measurement of total capacitance ($C_{tot} = C_j + C_p$) should be made at a sufficiently low frequency (below microwave frequencies) so that the effects of the lead inductance may be neglected. Under these conditions, the measured value of terminal capacitance is independent of frequency.

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*

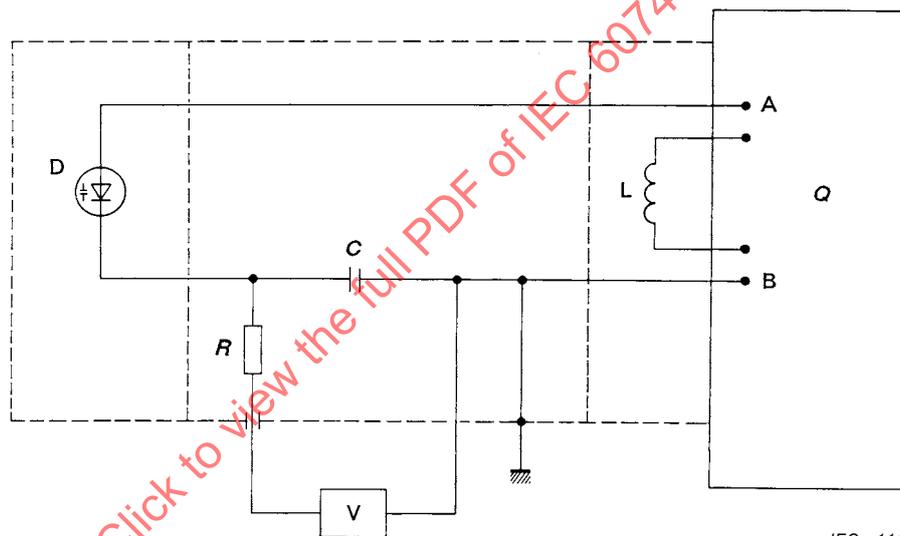
Ambient or case temperature (t_{amb} , t_{case}).

- 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 C₁, the factor Q of the circuit and the magnitude of the variable capacitance with the diode not in circuit; and Q₂ and C₂, 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 ≤ C_j for these diodes, C_p and C_j can be used interchangeably in this section.

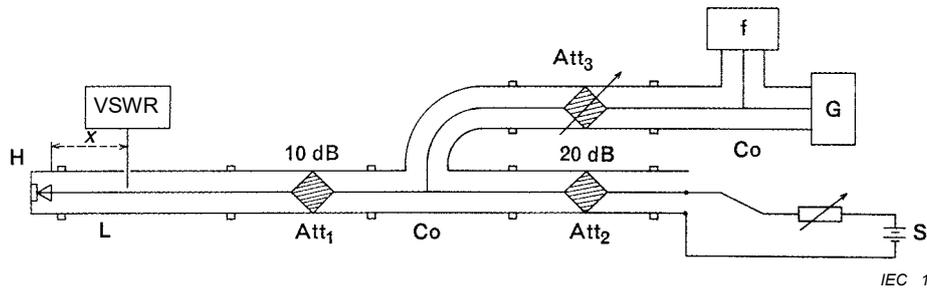
3.1.4.5 Series resistance r_s

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;

λ 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

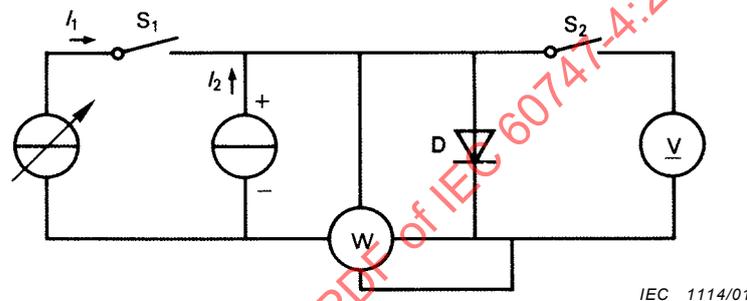
To measure the thermal resistance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

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



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

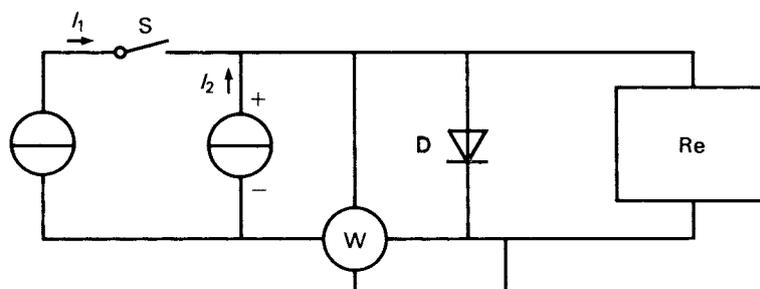
To measure the transient thermal impedance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

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.

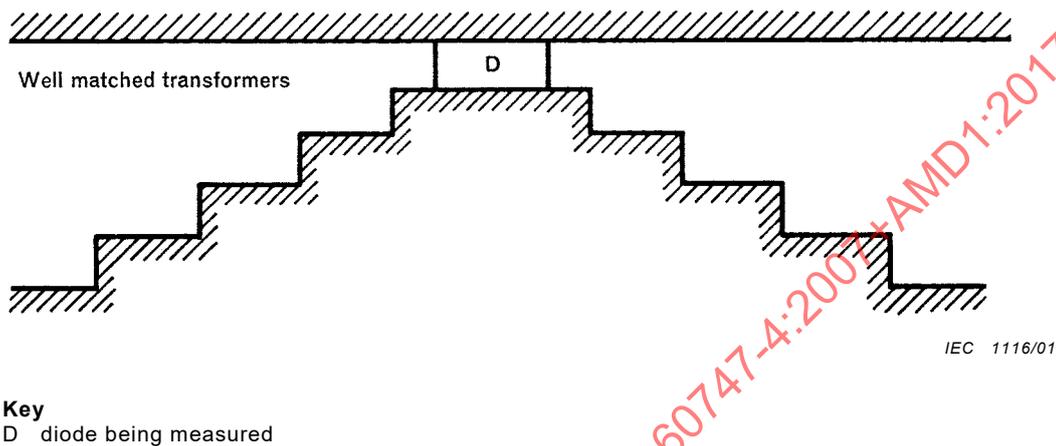
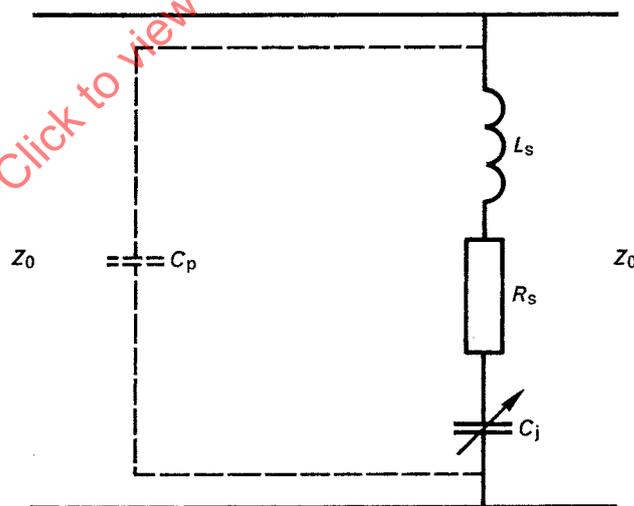


Figure 9 – Waveguide mounting

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.



IEC 1117/01

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.

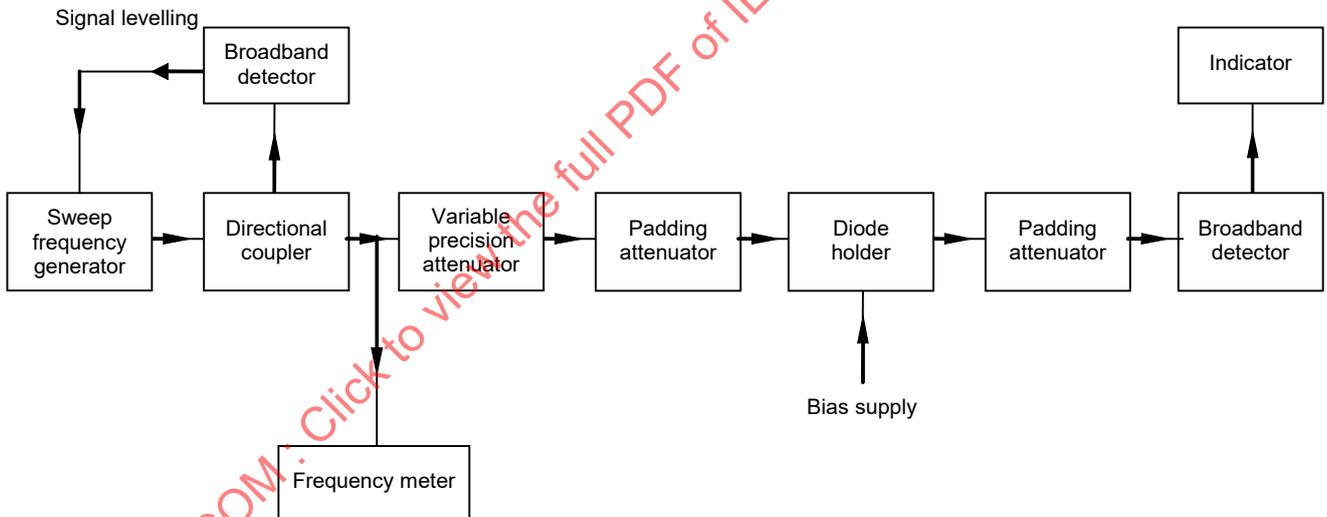
Four measurements, namely:

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

enable the four unknown quantities:

- 1) series resistance (R_s);
- 2) junction capacitance (C_j);
- 3) series inductance (L_s);
- 4) variation of junction capacitance with bias to be determined.

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.

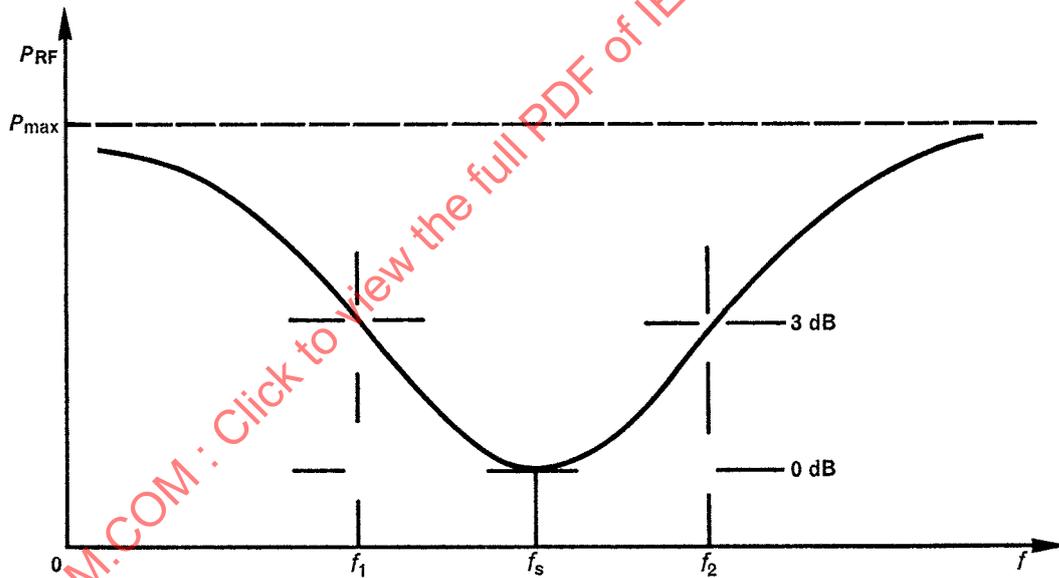
A measure of the change in the effective Q value with bias may also be obtained.

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 (γ)

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

The bias voltage which is required to provide the defined value of forward current is determined. Then using this forward voltage (V_F) and the defined reverse voltage (V_{-x}), corresponding values of C_j may be obtained from the $\frac{1}{f_s^2}$ or KC_j plot against the bias voltage (see 3.1.4.9.1.4.4).

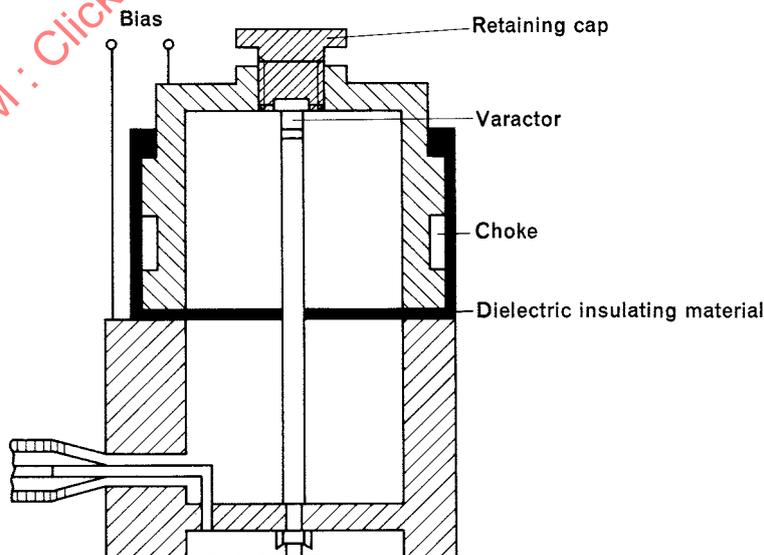
If $C_{j(V_F)}$ and $C_{j(V_{-x})}$ are the capacitance values respectively, then:

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

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_{jo} and the cut-off frequency f_{co} at bias voltage V_o .

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

The following characteristics must be determined for the cavity:

- f_{ro} is the resonant frequency of the cavity with the varactor at the bias voltage V_o ;
- Q_{ro} is the loaded Q-factor of the cavity with the varactor at the bias voltage V_o ;
- 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_o ;
- $f_r(V)$ is the variation of the resonant frequency of the cavity with the varactor versus bias voltage around V_o ;
- 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 $C_T = C_T(V_o)$.

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

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

and the cut-off frequency:

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

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

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

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

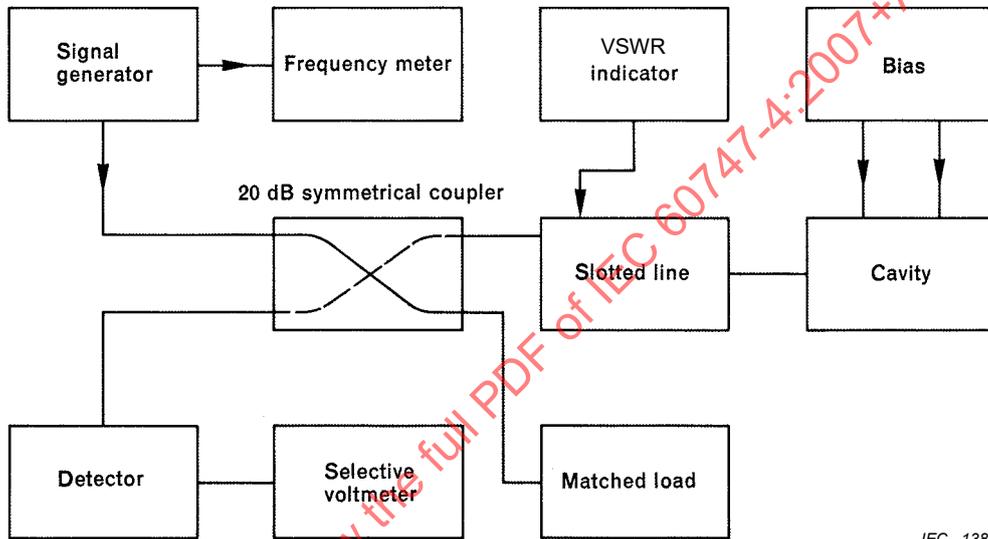
$$r_{so} = \frac{1}{2\pi f_{co} C_{jo}}$$

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

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

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;

φ 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 (ρ) at that place by the expression:

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

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

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \tag{4}$$

where α and β are real numbers.

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

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

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

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

This transformation is pertinent to the reactance values, so that the ratio $\frac{\Delta X}{R}$ as obtained from equations (5) and (6), is seen to be independent of the transformation constants α and β .

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

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

Hence if:

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

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:

$$Q = \Delta Q \times \sigma \tag{7}$$

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

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

Derivation of σ

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

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

where

ϕ is the quasi-contact potential difference;

η is the factor of non-linear dependence of C on V.

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

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

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

The value of σ may then be obtained from:

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

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

Derivation of ΔQ

The value of ΔQ may be obtained from using either of the two 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 η_1 and η_2 (viz. values usually obtained in the case of high-quality diodes), equation (10) may be simplified to:

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

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

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

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

where

r_x is the VSWR at bias value x ;

θ 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 ΔX is then measured "relative to R " as ΔQ , 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 σ as given in equations (8) and (9).

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

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

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

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 ΔQ_{12} , ΔQ_{23} and ΔQ_{13} for the three bias values as given for equation (9) and then examine whether the values satisfy the following relation:

$$\Delta Q_{13} = \Delta Q_{12} + \Delta Q_{23} \tag{18}$$

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.

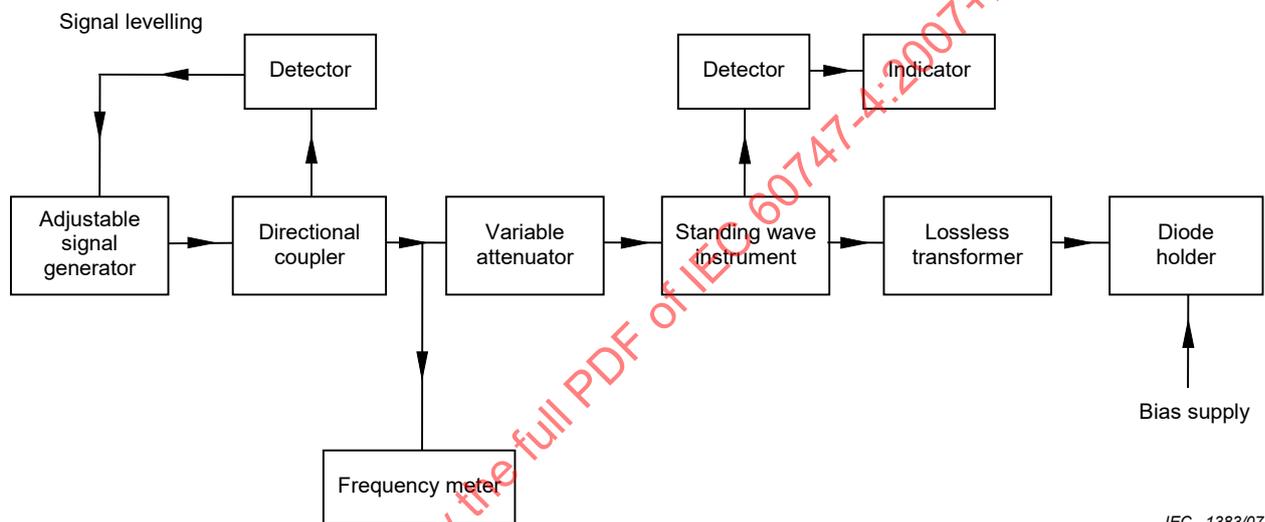
Capacitance measurement

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

3.1.4.11 Method of constant quality factor circles

As it has been shown in 3.1.4.10.1 (Theory), ΔQ is given by the normalized reactance change in a plane corresponding to the diode element for any lossless transformation; it follows that the Smith Chart may therefore be adapted to give direct readings of ΔQ from two impedance measurements for any arbitrary transformation. This may be done by introducing a grid of lines to represent fixed values of $\frac{X}{R}$ (i.e. Q).

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

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

thus:

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

and:

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

hence:

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

from which:

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

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 ΔQ . 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.

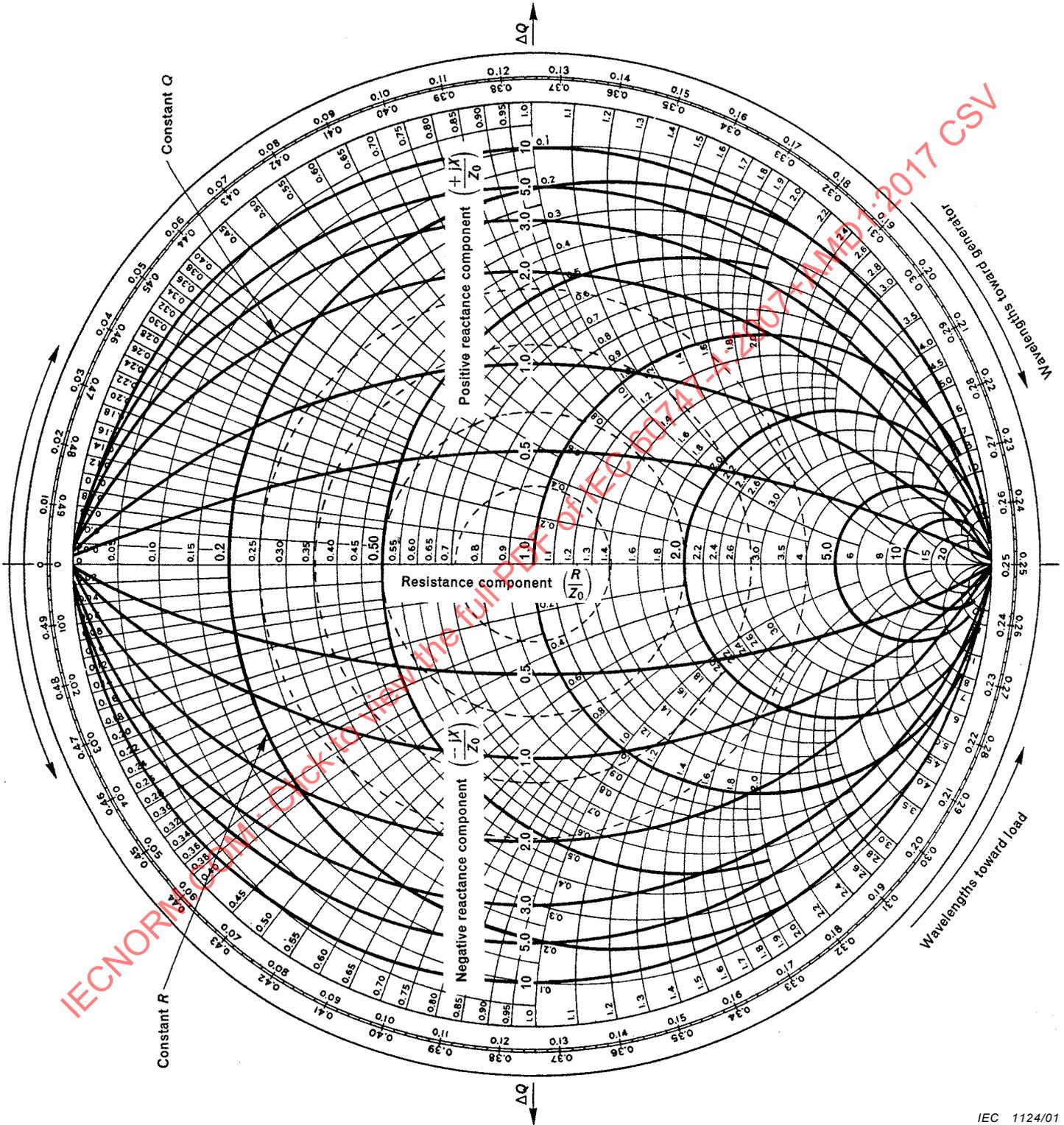


Figure 17 – Modified Smith chart indicating constant Q and constant R circles

3.2 Snap-off diodes, Schottky diodes

3.2.1 General

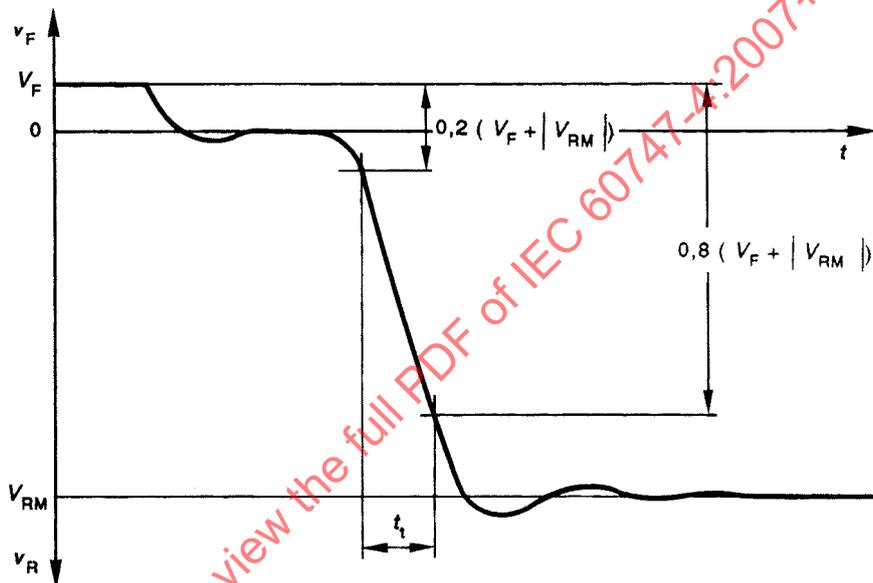
Snap-off (step recovery) diodes may be specified either as ambient rated or case rated or, where appropriate, as both.

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.

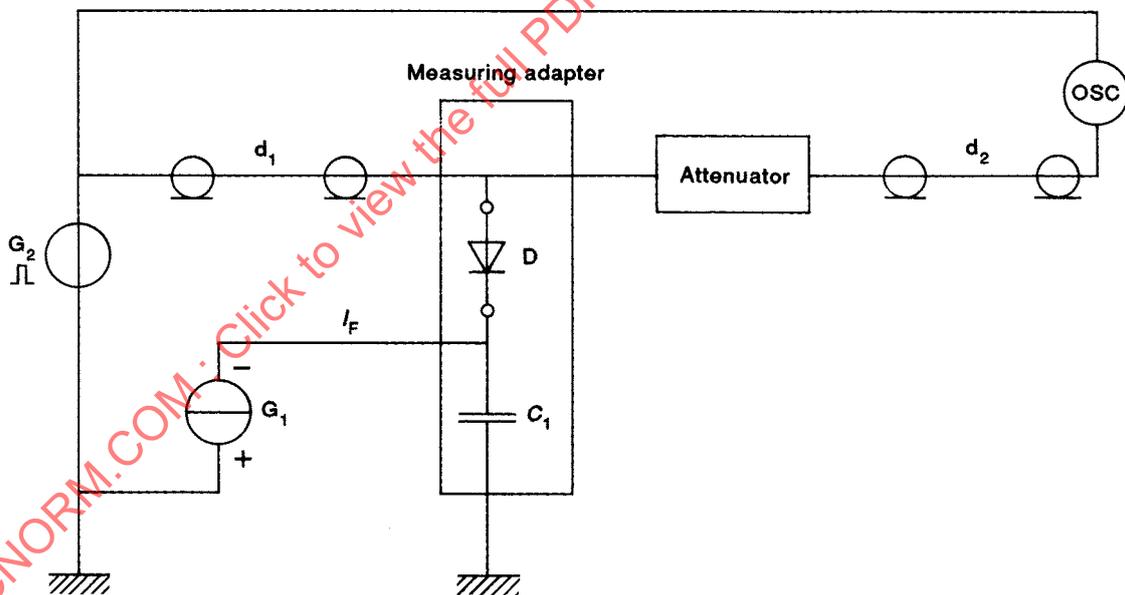
3.2.4 Measuring methods

3.2.4.1 Transition time (t_t)

a) *Purpose*

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

b) *Circuit diagram*



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 Ω) at which the measurement is carried out.

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

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

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

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;

ϵ_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).

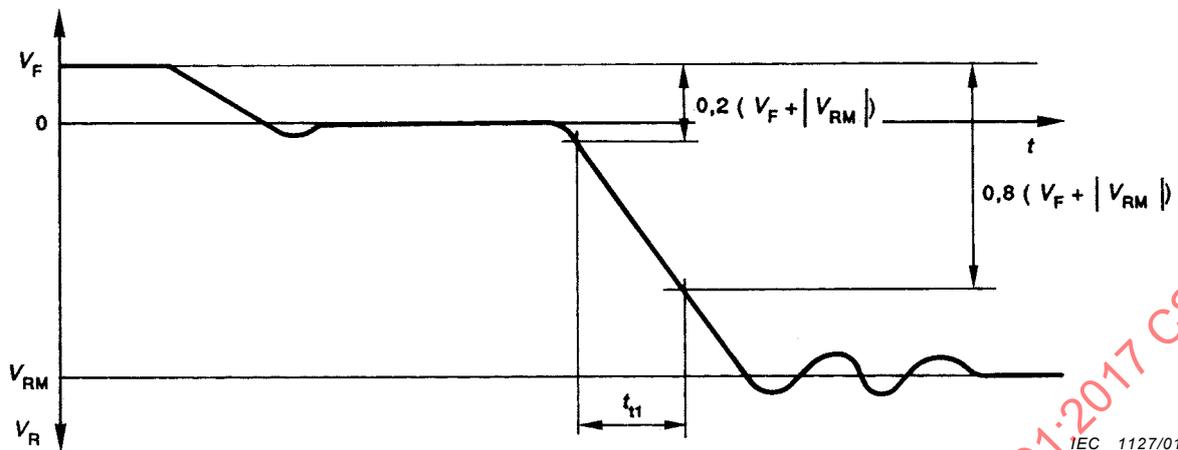


Figure 20 – Time interval (t_{t1})

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*

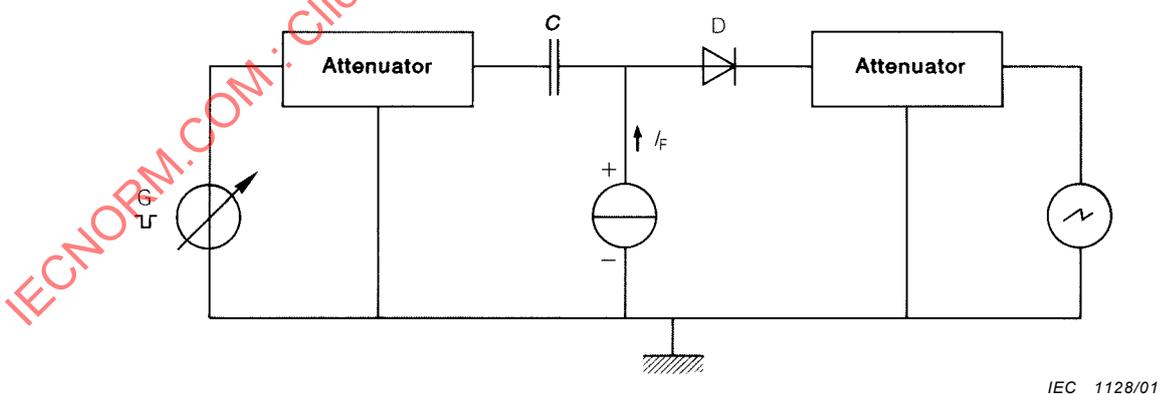
- Forward current (I_F)
- Reverse voltage (V_{RM})
- Characteristic impedance of the line (Z_0), if different from 50 Ω .
- Case inductance of the diode (L_{sc}).
- Stored charge (Q_s).

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*



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 Ω unless otherwise specified. The rise times of the generator and of the oscilloscope should be small compared with t_{rr} .

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

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

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

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

C_L = total capacitance of the circuit including the diode.

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

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

d) *Precautions to be observed*

No special precaution.

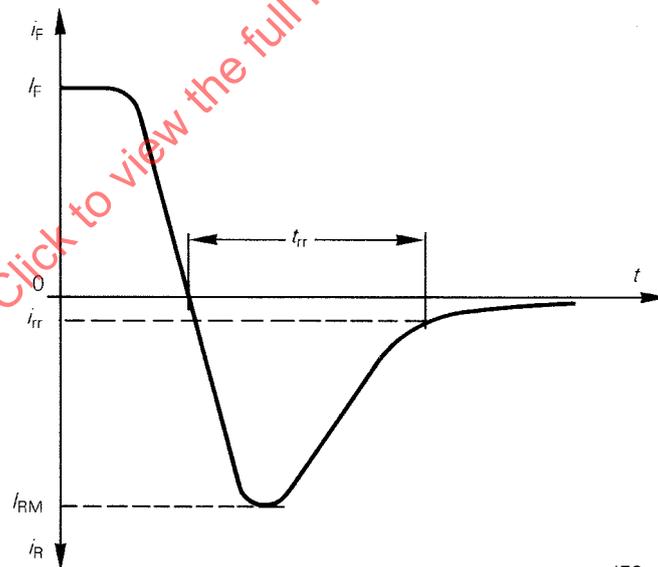
e) *Measurement procedure*

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

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.).

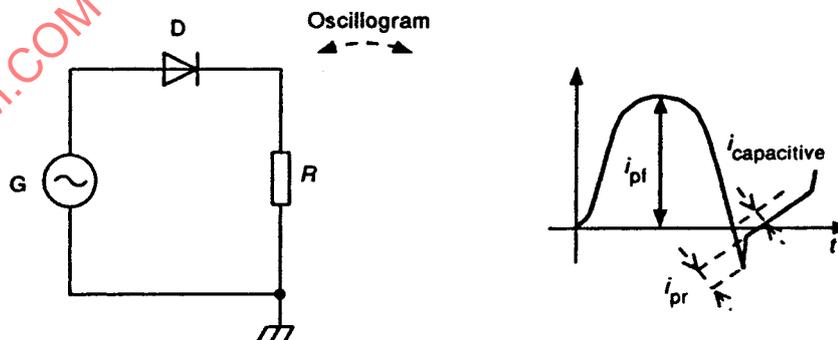
3.2.4.3.2 Principle of measurement

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

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 ψ of the diode.

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



IEC 1140/01

Figure 23 –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

τ is the carrier lifetime of the diode under test;

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

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

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

Ψ is the forward voltage;

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

3.2.4.3.3 Circuit diagram

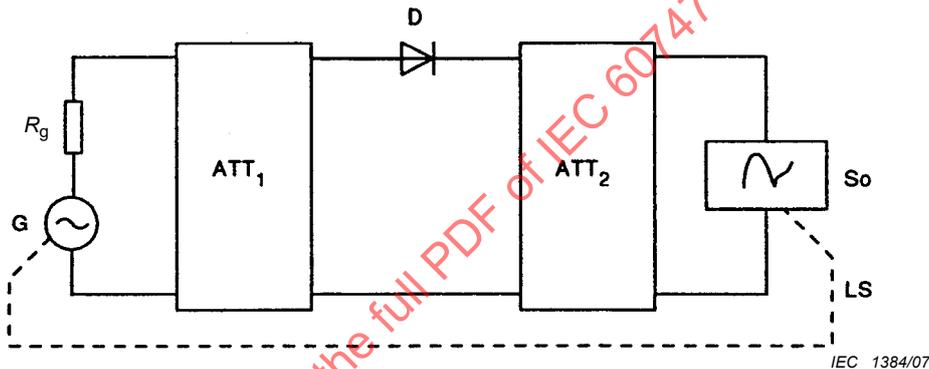


Figure 24 – Circuit for the measurement of the excess carrier effective lifetime

where

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

R_g is the internal resistance of the sinusoidal wave generator;

ATT₁ is the attenuator, $Z_0 = R_g$;

D is the diode under test;

ATT₂ 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 ATT₂.

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

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

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

Caution: It should be ascertained that:

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

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

Example: Given

$$R_g = 50 \Omega$$

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

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

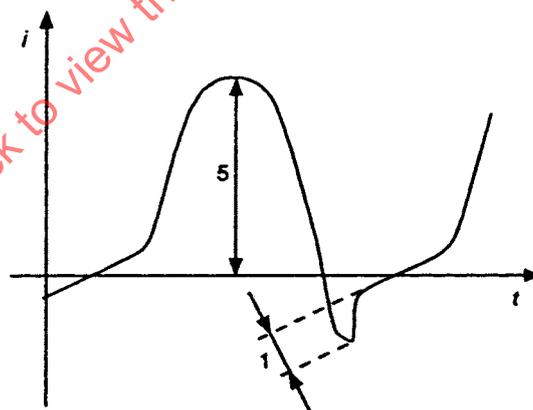
$ATT_1 = 10 \text{ dB}$, $ATT_2 = 20 \text{ dB}$ (these values are generally sufficient to reduce the effect of the mismatch appearing during the cycle after the carrier lifetime measurement).

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

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

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: $\tau = 500 \text{ ps}$.

3.2.4.3.5 Requirements

The value of τ 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) ± 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:

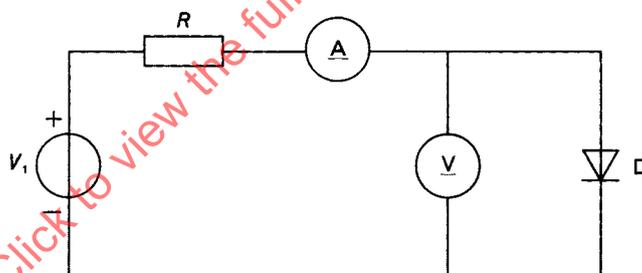
- 4.1.3.4 Application data
 - 4.1.3.4.1 Maximum external circuit d.c. resistance
 - 4.1.3.4.2 Maximum and recommended values of mean forward current
 - 4.1.3.4.3 Minimum current at specified continuous (direct) forward voltage
 - 4.1.3.4.4 Maximum current at specified continuous (direct) reverse voltage
 - 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)

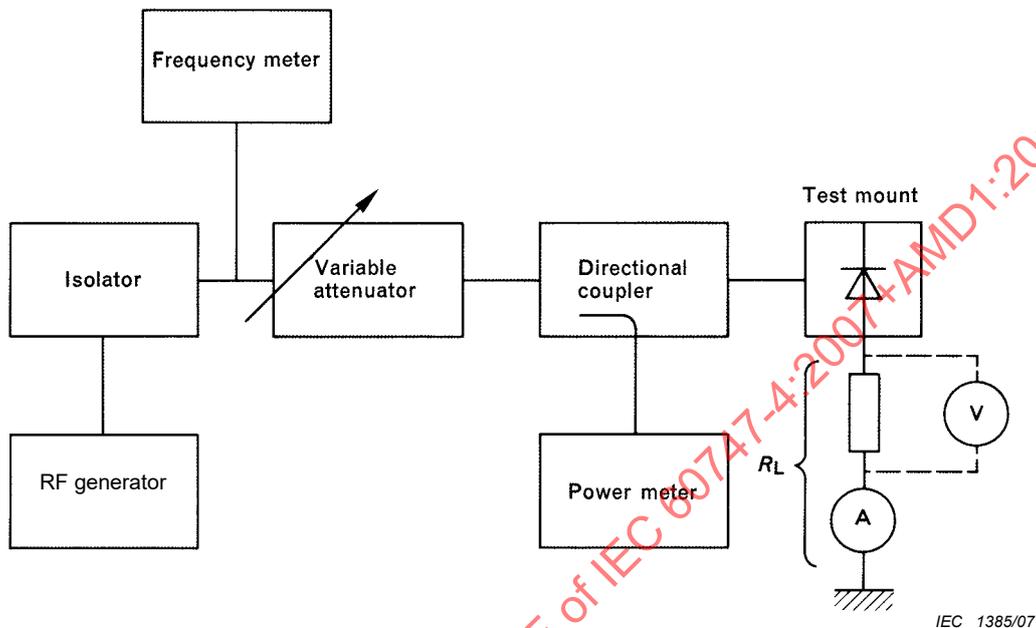
The reverse current is measured with the diode operating under given conditions by the method stated in 3.1.4.1.

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 Ω .

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

4.1.4.3.4 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.

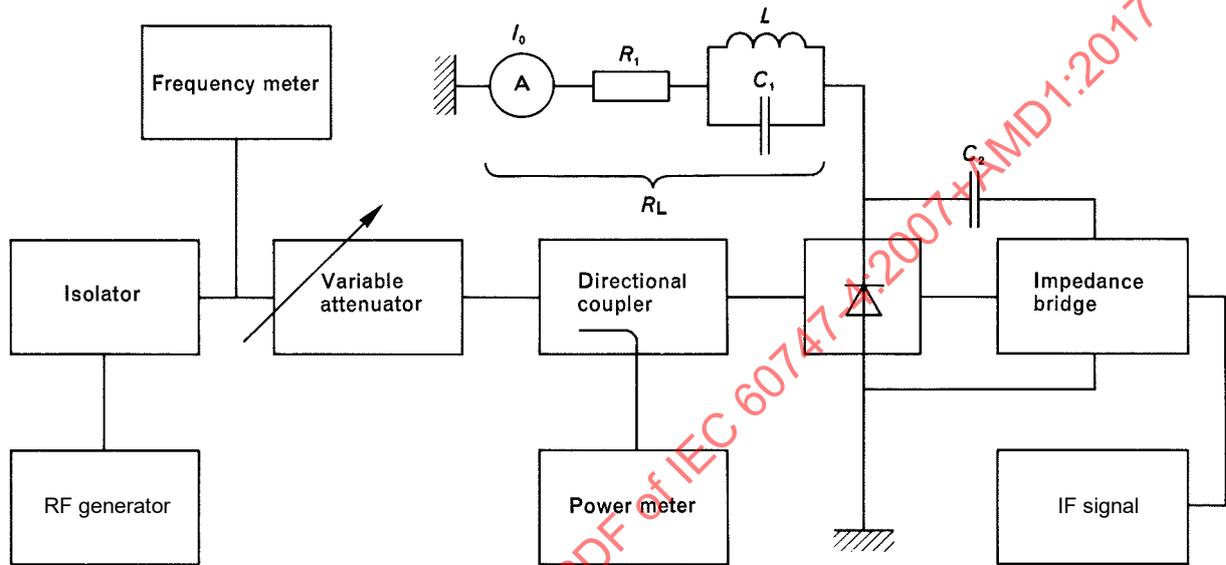
4.1.4.4 Intermediate frequency impedance (Z_{if})

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

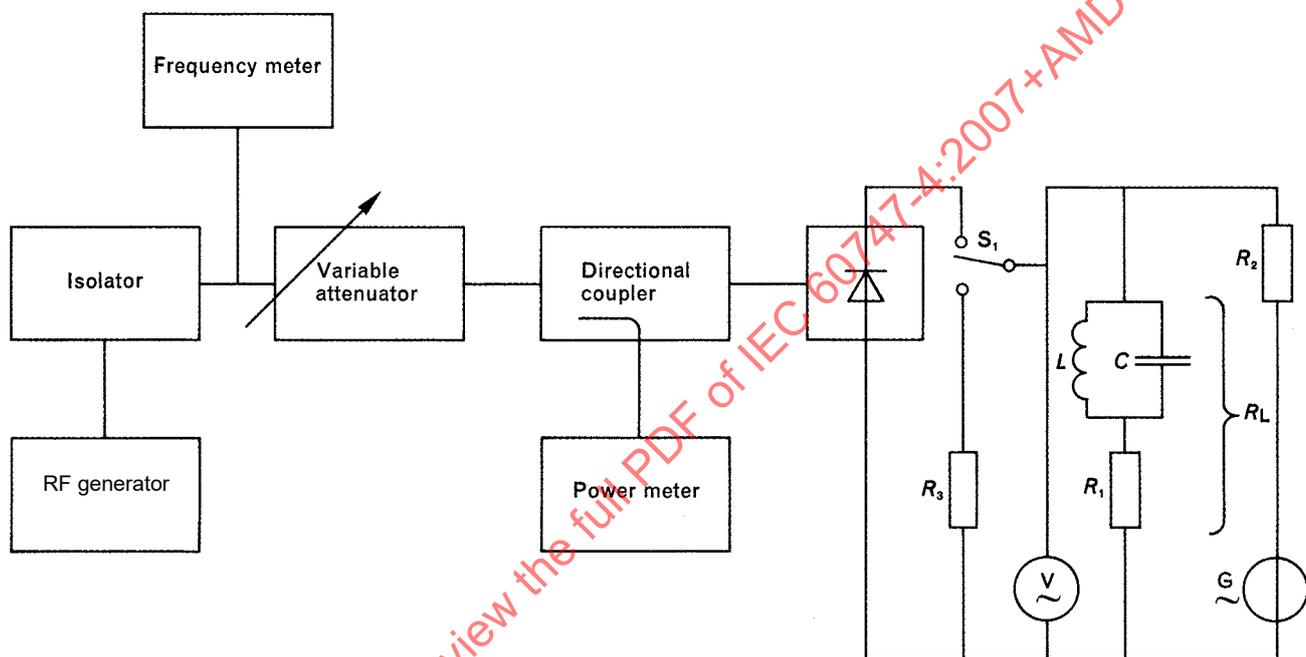
The diode is inserted into the test mount.

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.

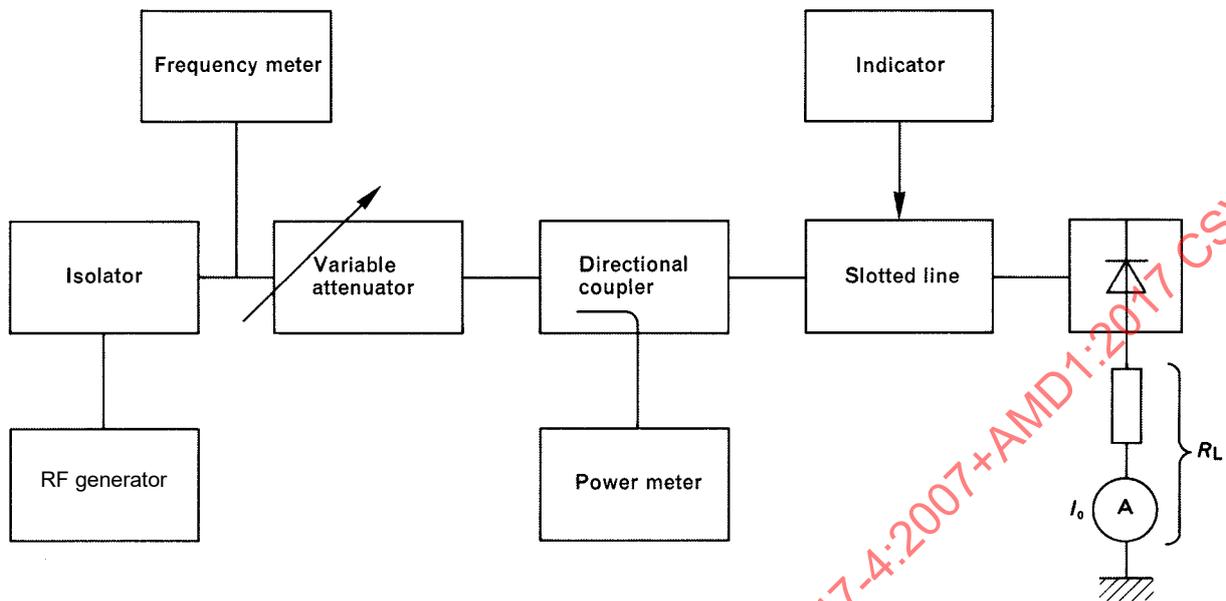
4.1.4.5 Voltage standing wave ratio

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+AMD1:2017 CSV

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:

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

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:

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

where

N_1 is the output noise power;

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

T_o is the absolute temperature. in kelvins (taken for convenience as 293 ± 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:

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

and hence:

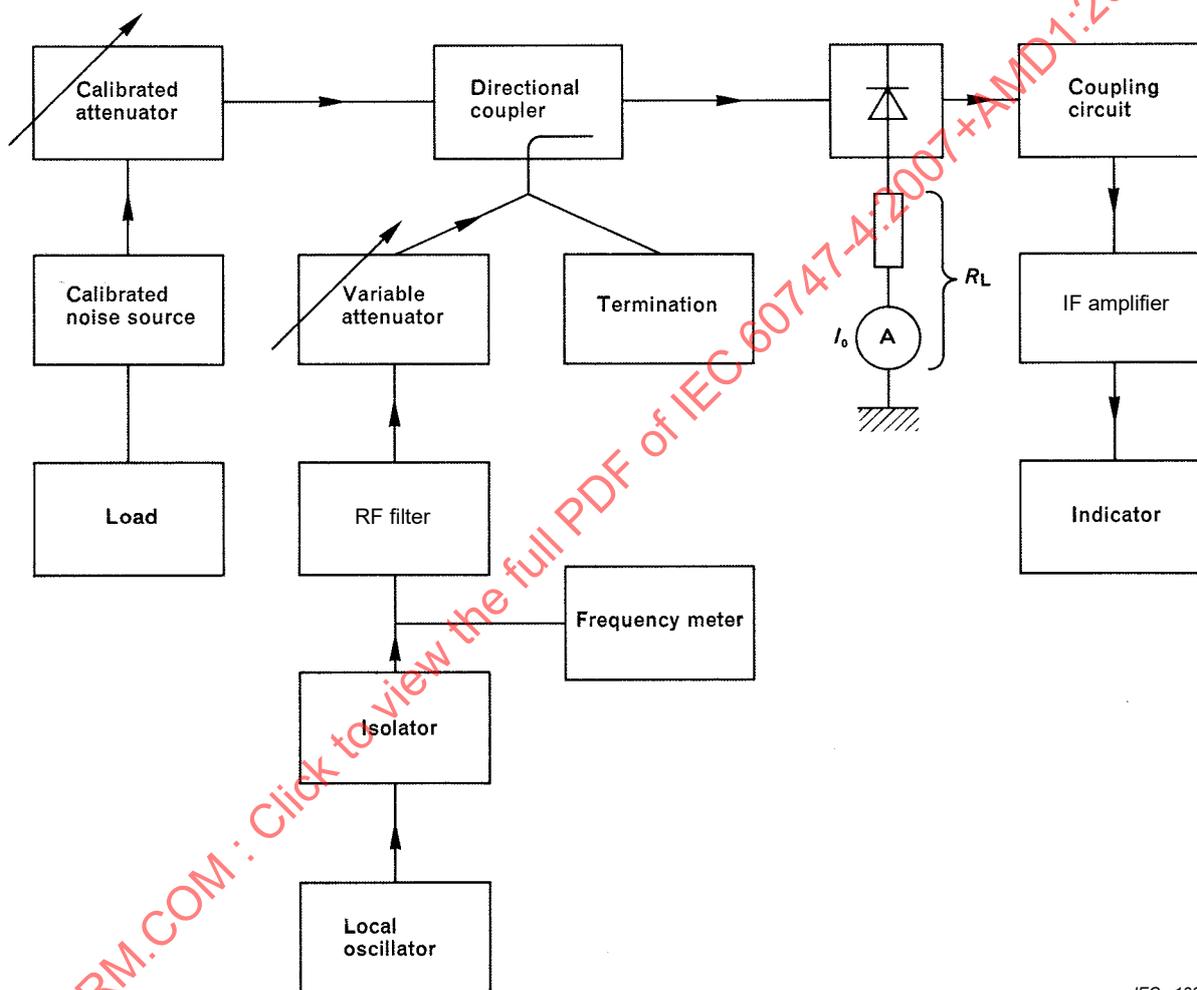
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_o B}$$

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:

$$N' = kT_0 \left[\frac{T}{T_0} - 1 \right] B$$

hence

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

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: $F_o = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{a_{rf}} \right]$

where a_{rf} is the RF attenuation

Since:

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

then:

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

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.:

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

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

which, expressed in decibels, becomes:

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

where a_{ff} 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:

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

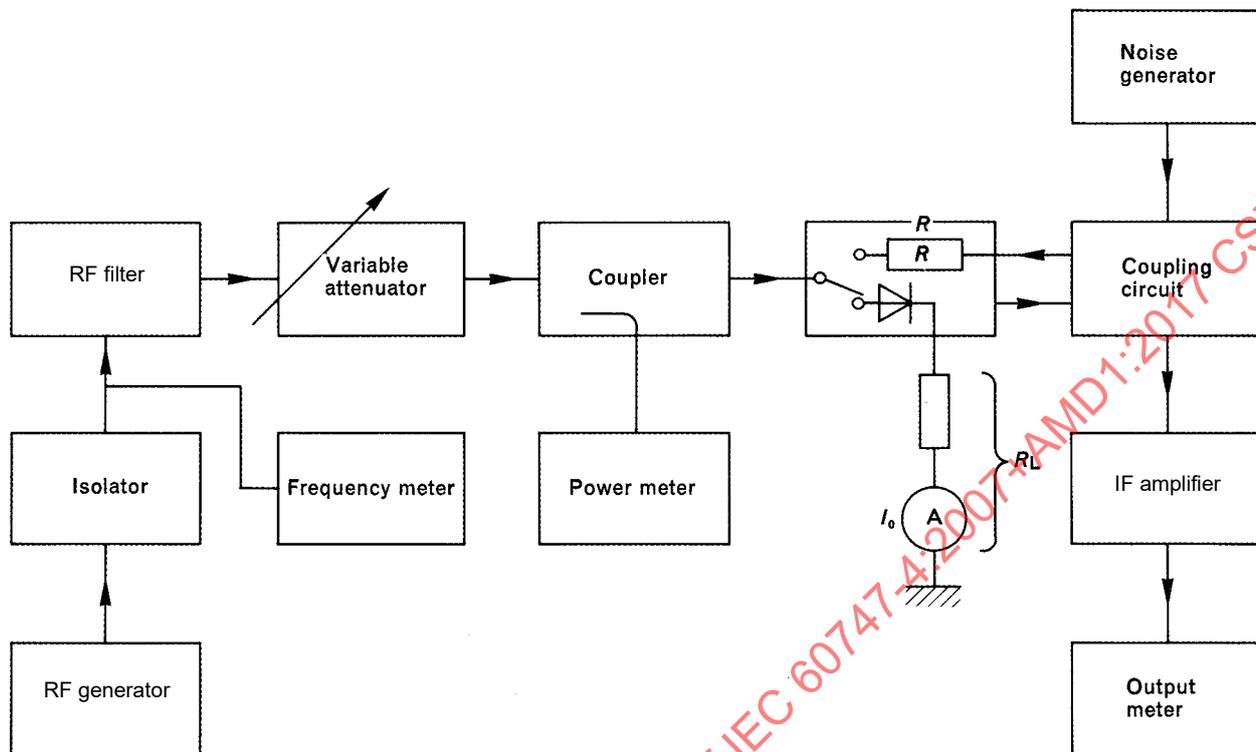
4.1.4.7 Output noise ratio

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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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 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⁻¹);

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

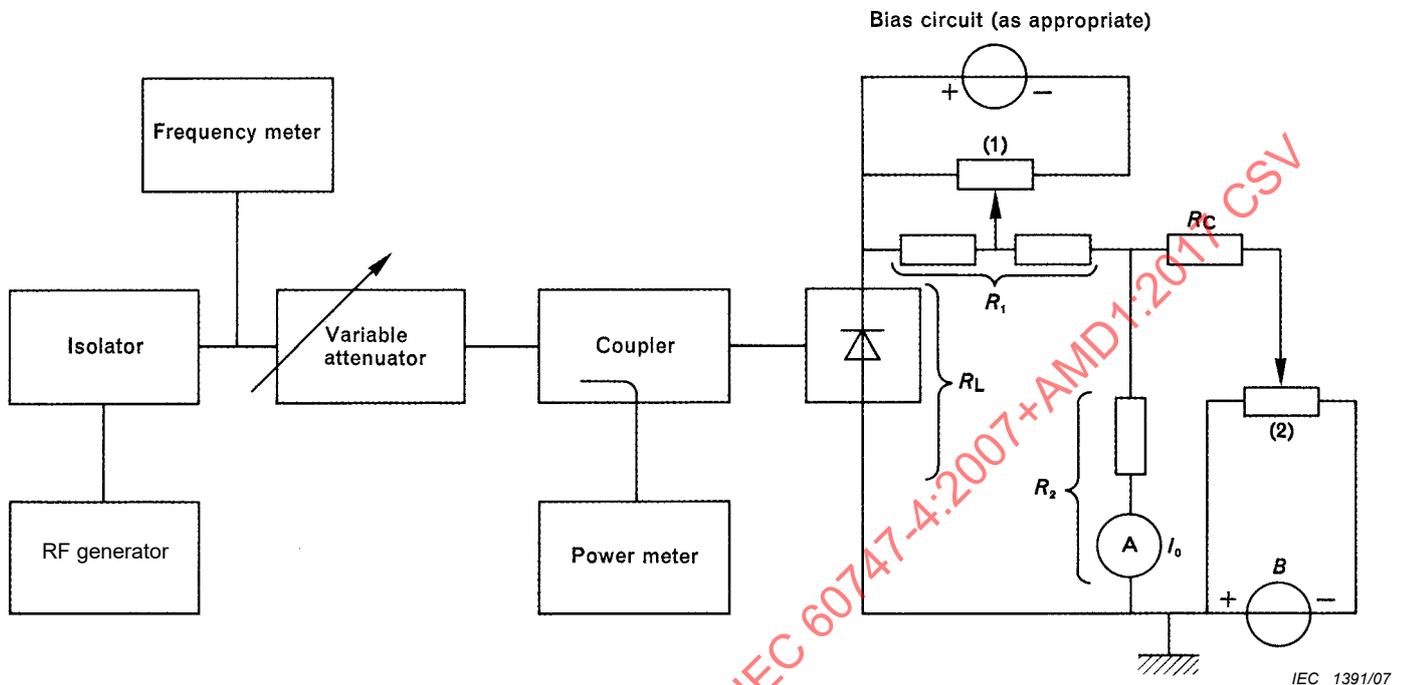


Figure 33 – Circuit for the measurement of conversion loss in d.c. incremental method

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_o) 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 Ω . Alternatively, an electronically regulated constant-current source may be substituted for this resistor, the battery, and potentiometer 2. The resistance between the mixer and the tap of potentiometer 1 is much lower than R_1 .

4.1.4.8.1.3 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_o) to zero. The applied microwave power is then changed by a small amount (ΔP) and the resulting small change in rectified current (ΔI_o) is measured.

The conversion loss is then derived from the expression:

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

where

ΔP is the small change in microwave power;

ΔI_0 is the corresponding change in rectified current;

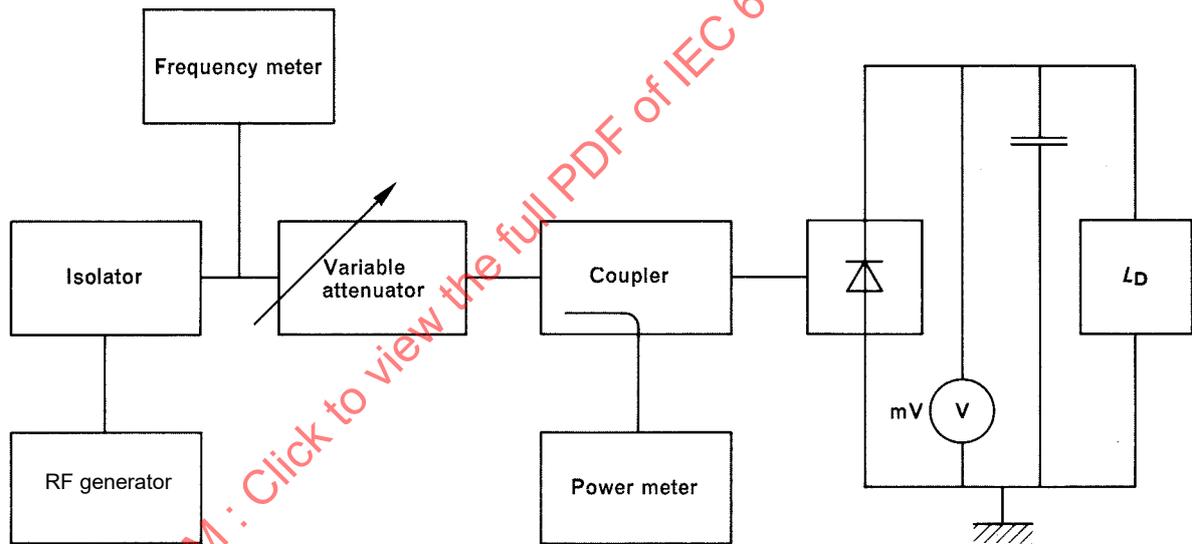
P_0 is the average power $P + \frac{\Delta P}{2}$;

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.

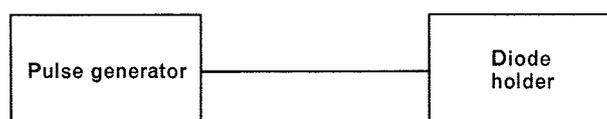
However, if the amplitude modulation method is used to obtain absolute measurements, it is essential to obtain an accurate measurement of m , P and R_L .

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 4×10^{-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) = 8×10^{-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
4.2.3.3.2 Forward current					
Minimum value at specified voltage		+			
4.2.3.3.3 Reverse current					
Maximum value at specified reverse voltage		+			
4.2.3.3.4 Ratio of the forward current at two specified bias voltages, or coefficient <i>n</i> (note 2)					
Typical value		+			
4.2.3.3.5 Voltage standing wave ratio					
Maximum value when fitted on mount and operating under specified conditions (note 3)	+	+	+	+	
Maximum value(s) under specified conditions (note 4)			(note 5)	(note 5)	
4.2.3.3.6 IF impedance					
Minimum and maximum values under specified conditions (note 3)	+	+	+	+	
			(note 5)	(note 5)	
4.2.3.3.7 Conversion loss					
Typical value under specified conditions (note 3)	+	+	+	+	
			(note 5)	(note 5)	
4.2.3.3.8 Overall noise factor					
Maximum value under specified conditions (notes 3 and 6)	+	+	+	+	
4.2.3.3.9 Isolation					
The ratio of the value of the local oscillator signal measured at the local oscillator to the value measured at the input signal port					
Typical value, expressed in decibels, under specified conditions			+	+	
4.2.3.4 Application data					
4.2.3.4.1 Recommended mean forward current, under specified operating conditions	+	+	+	+	
4.2.3.4.2 Series inductance					
Typical value	+	+			
4.2.3.4.3 Output noise temperature ratio					
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 CurrentReverse 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 Δf_{on} Change of frequency with temperature $\Delta f_{(\Delta T)}$ Change of output power with temperature $\Delta P_{o(\Delta T)}$ Change of frequency with load impedance (of an oscillator) $\Delta f_{(\Delta Z)}$ Change of output power with load impedance $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Injection locking range

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

Minimum injection locking frequency f_{minL} Maximum injection locking frequency f_{maxL} Oscillator conversion efficiency η , η_{OSC}

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

Power-added efficiency (for amplifiers or locked oscillators in an FM system) η , η_{add}

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

5.1.2.1.7 Other parameters

FM spot noise figure F_{fm}

Double sideband AM spot noise figure F_{am}

RF sum-on time t_{onRF}

5.1.2.2 Complementary definitions

5.1.2.2.1 Temperature

resonant-structure ambient operating temperature

T_{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_{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_{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_{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_o

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

added output power (for a defined amplifier structure)

$P_{o\ add}$

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

spurious output power

P_{sp}

total integrated output power excluding the power at the fundamental frequency

5.1.2.2.5 Capacitance

case capacitance

C_{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)

Δf_{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_o 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_o 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).

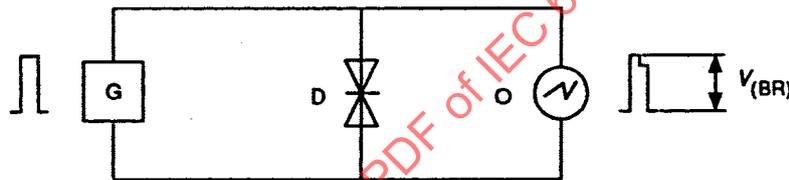
6.4 Measuring methods

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

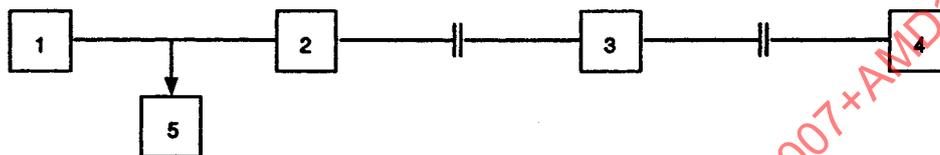
The pulse duration and duty cycle shall be chosen to prevent the permanent change of characteristics or destruction of the device.

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.

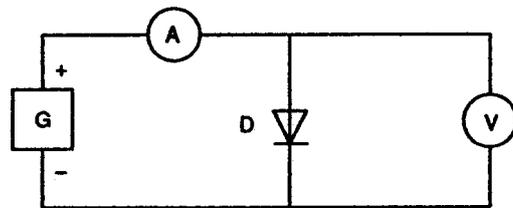
6.4.3 Resistance

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



IEC 1145/01

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:

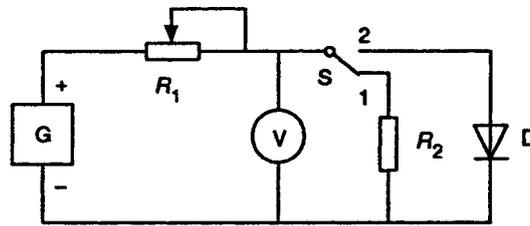
$$R = \frac{U}{I}$$

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.~~

RF power measured at the output port

**7.2.3
power gain at 1dB gain compression** $G_{p(1dB)}$

See 8.2.14.

**7.2.4
power-added efficiency** η_{add}

See 8.2.15.

**7.2.5
collector efficiency** η_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** r_{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 " Γ_{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 stable 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 " IP_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_4/P_n P_n/P_1

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

ratio of the n th order component of the output power to the fundamental component of the output power

Note 1 to entry: The abbreviation " IMD_n " is in common use for the n th order intermodulation distortion.

7.2.20

load mismatch tolerance

Ψ_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

Ψ_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

Ψ_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 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} (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, $V_{(BR)CBO}$ (where appropriate)	+	+		+	+
7.3.2.2.1.7	Emitter-base breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)EBO}$ (where appropriate)	+	+		+	+
7.3.2.2.1.8	Collector-emitter breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)CEO}$ (where appropriate)	+	+		+	+

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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 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, η_{add} (where appropriate)	+	+		+	
7.3.2.2.2.7	Collector efficiency, η_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)		+			+

IECNORM.COM Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

Table 3 (continued)

Subclause	Parameters	Min.	Typ.	Max.	Categories	
					A	B
7.3.2.2.2.16	Either Maximum available gain, $G_{a(max)}$ or maximum stable gain, G_{ms} or Insertion gain, $ S_{21e} ^2$	+	+			+
7.3.2.2.2.17	Either Input power at the intercept point (for intermodulation products), $P_{i,n(IP)}$ or output power at the intercept point (for intermodulation products), $P_{o,n(IP)}$ or Intermodulation distortion, P_4/P_3 or P_n/P_1 (where appropriate)		+			+
7.3.2.2.2.18	Load mismatch tolerance, Ψ_L (where appropriate)			+		+
7.3.2.2.2.19	Source mismatch tolerance, Ψ_S (where appropriate)			+		+
7.3.2.2.2.20	Load mismatch ruggedness, Ψ_R (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

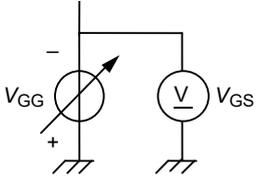
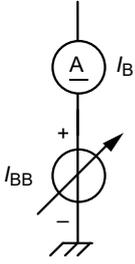
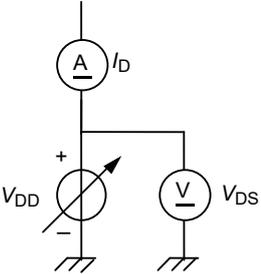
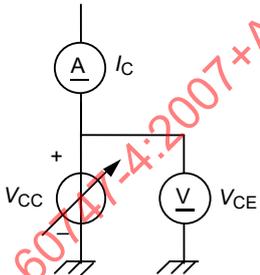
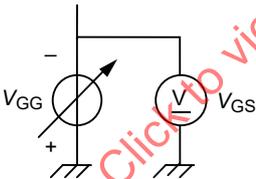
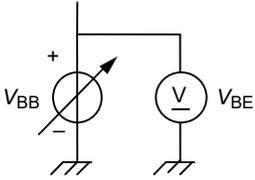
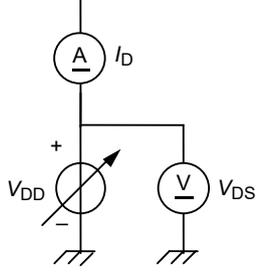
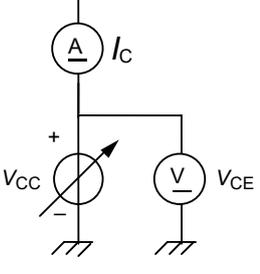
Symbols to be replaced	Symbols to be replaced by
	
	

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 (η_{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 (η_c)

The measuring method given in 7.4.3.6 is applicable, with the term " η_{add} " being replaced by " η_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.

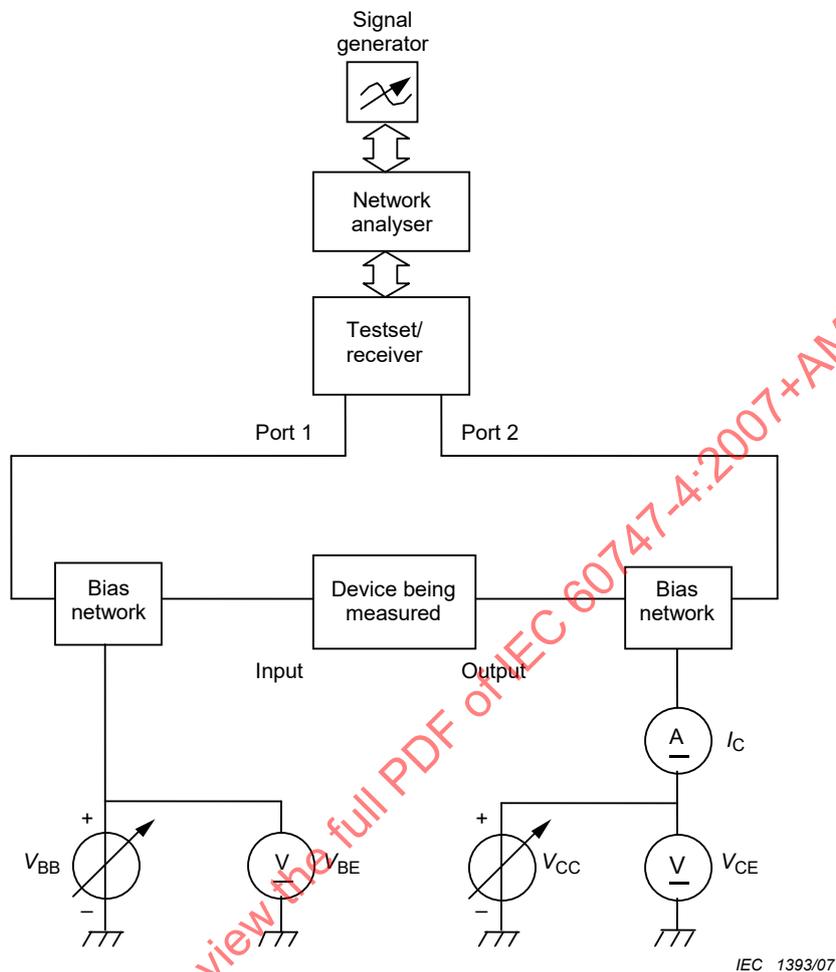
7.4.3.10 Scattering parameters (S_{ij})

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:

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

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.

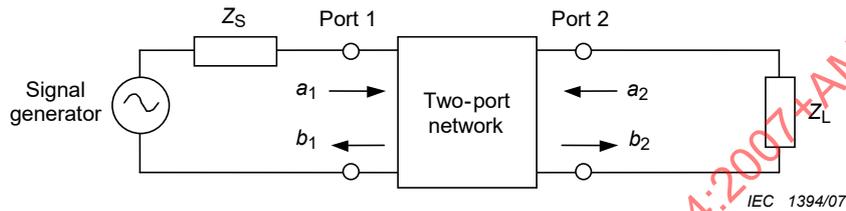


Figure 41 – Incident and reflected waves in a two-port network

Each scattering parameter is defined by the following equations:

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

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

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

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

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:

$$G_{a(max)} = |S_{21}/S_{12}| \times \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad \text{for } K \geq 1 \quad (35)$$

where K is a stability factor which is given by:

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

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

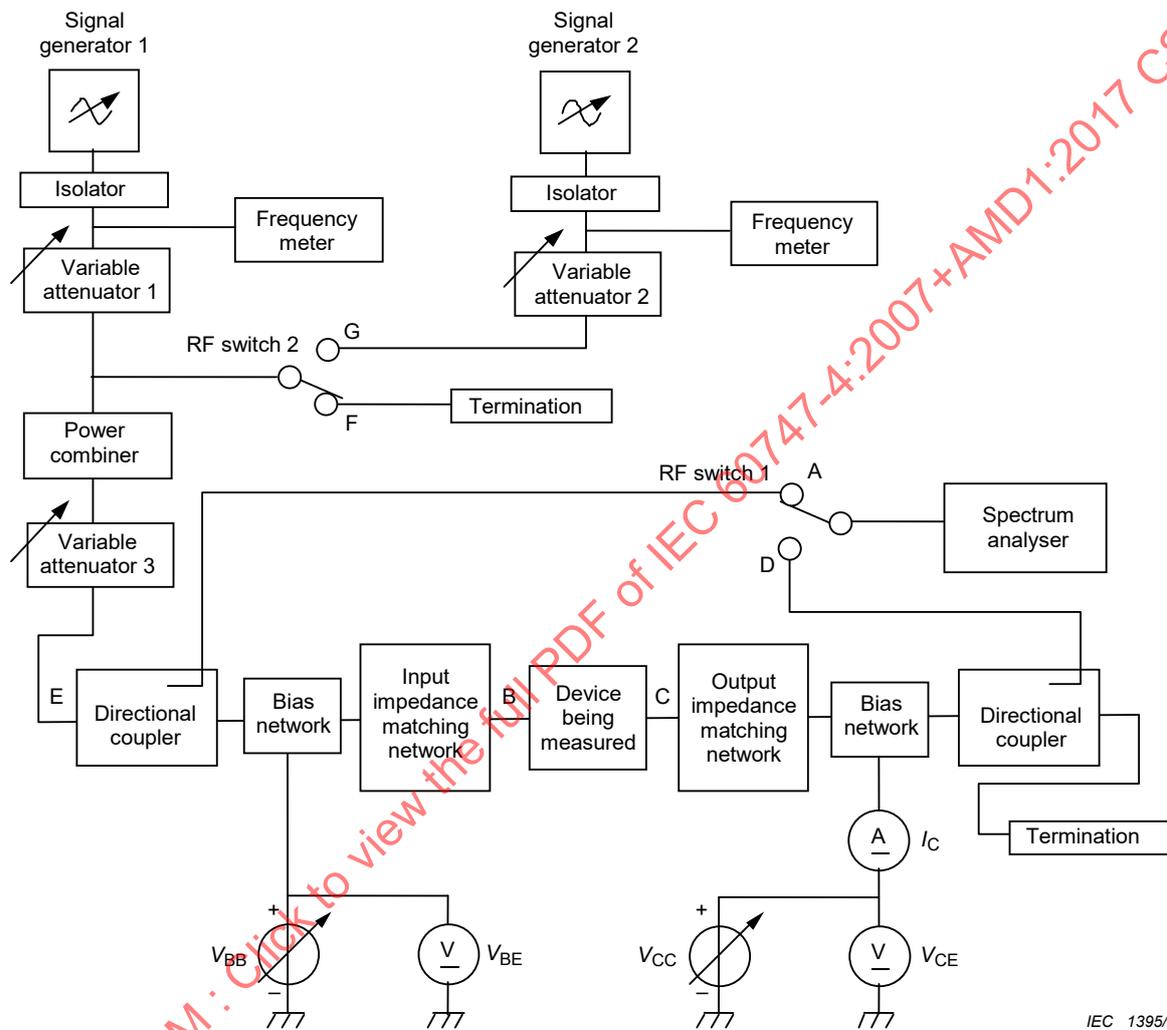
- Ambient or reference-point temperature
- Measurement frequency
- Bias conditions

7.4.3.17 Intermodulation distortion (two-tone) (P_4/P_3 , P_n/P_1)

7.4.3.17.1 Purpose

To measure the intermodulation distortion under specified conditions.

7.4.3.17.2 Circuit diagram



IEC 1395/07

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, $\frac{P_n}{P_i} / \frac{P_o}{P_i}$, which is expressed in dBc, is derived from equations (40) and (41) as follows:

$$\frac{P_n}{P_i} / \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_n}{P_o} = \frac{P_c - P_b - P_e}{P_n - P_o} = \frac{P_c - P_b}{P_n - P_o} \quad (42)$$

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.

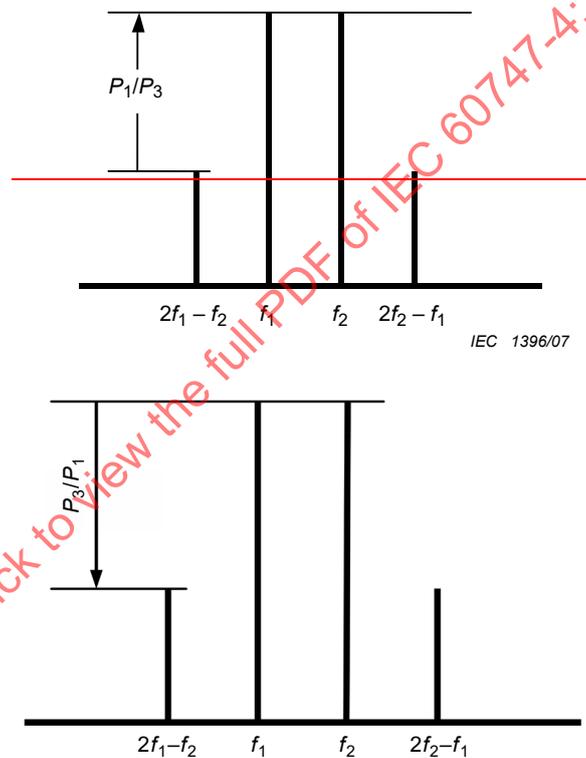


Figure 43 – Example of third order intermodulation products indicated by the spectrum analyser

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.

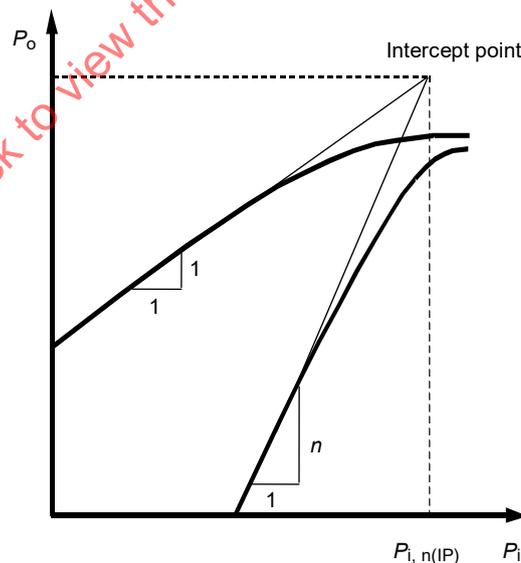
If the intermodulation products output powers are different between upper side and lower side, larger value should be used.

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



IEC 1397/07

Key
 n order of intermodulation distortion

Figure 44 – Typical intermodulation products output power characteristic

7.5 Verifying methods

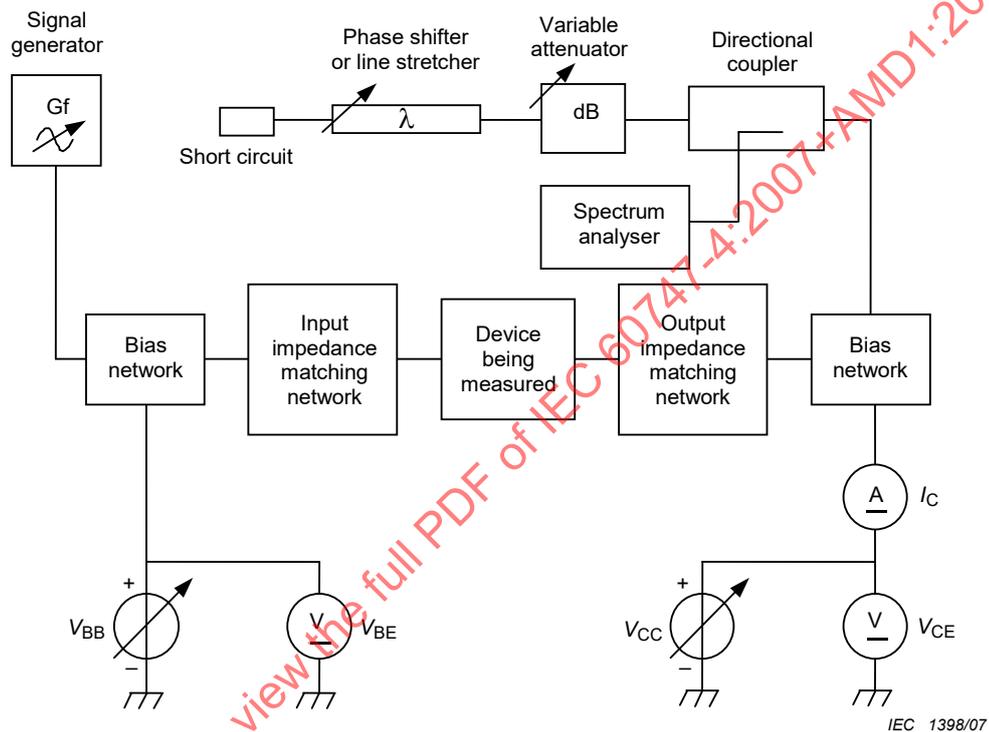
7.5.1 Load mismatch tolerance (Ψ_L)

7.5.1.1 Purpose

To verify the load mismatch tolerance under specified conditions.

7.5.1.2 Verifying method 1 (spurious intensity)

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~~ varying 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.

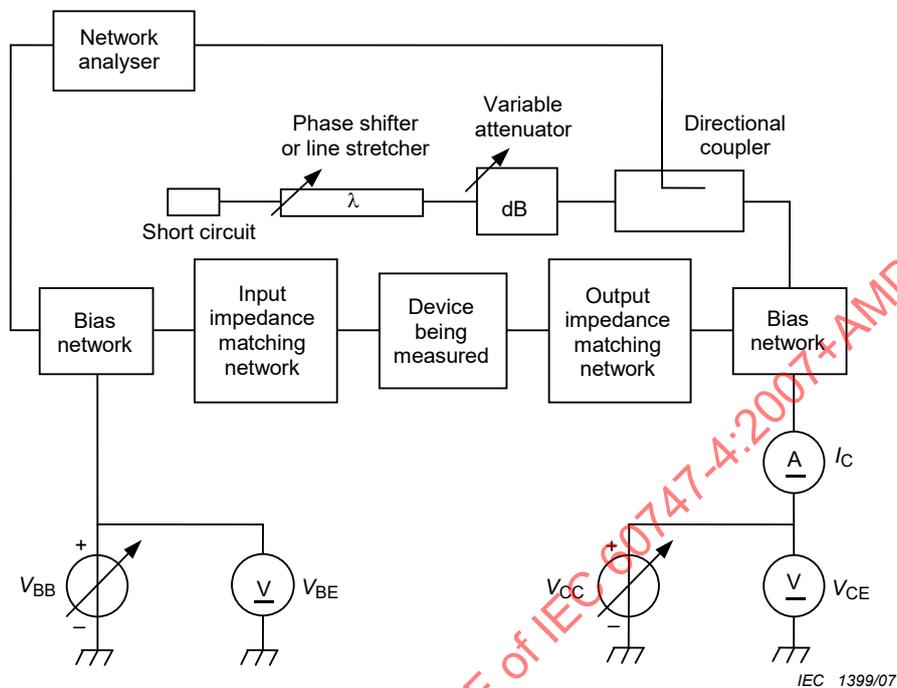
NOTE Instead of the line stretcher, the slide screw tuner can be used. An automatic stub-tuner or an electronic tuner is also used to enable the specified VSWR for convenience. The demerit of the tuners is that phase condition is discrete and cannot be swept continuously.

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~~ varying 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 (Ψ_S)

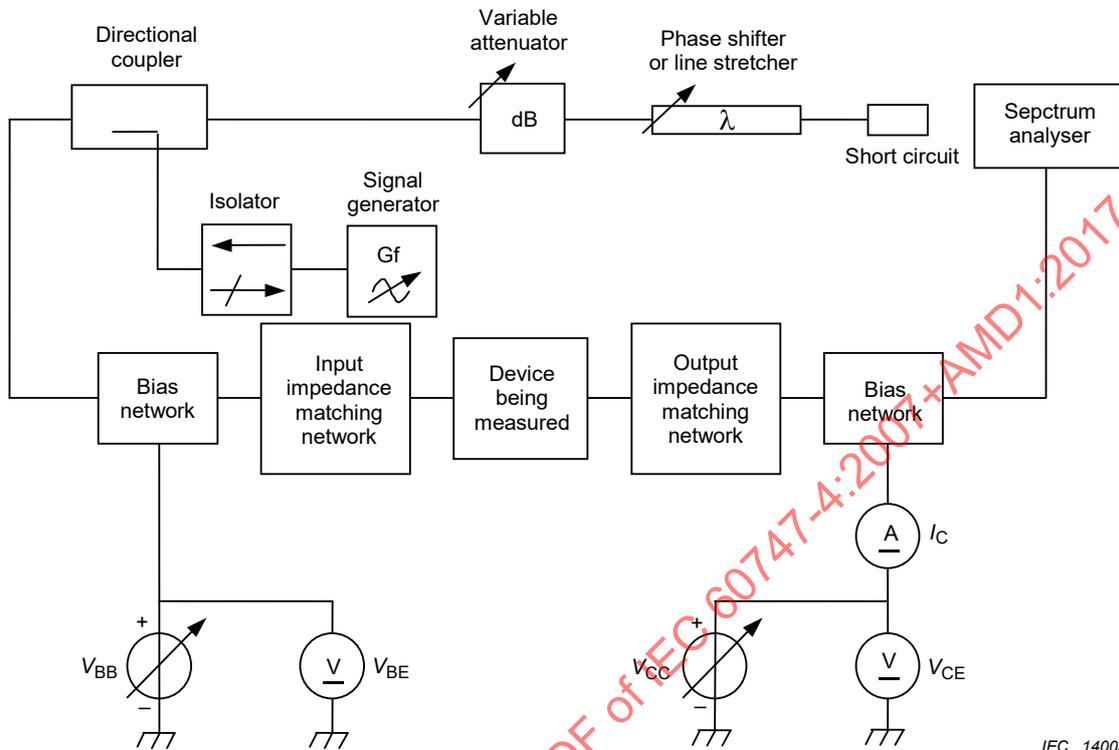
7.5.2.1 Purpose

To verify the source mismatch tolerance under specified conditions.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

7.5.2.2 Verifying method 1 (spurious intensity)

7.5.2.2.1 Circuit diagram



IEC 1400/07

NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

Figure 47 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in method 1

7.5.2.2.2 Circuit description and requirements

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~~ varying 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.

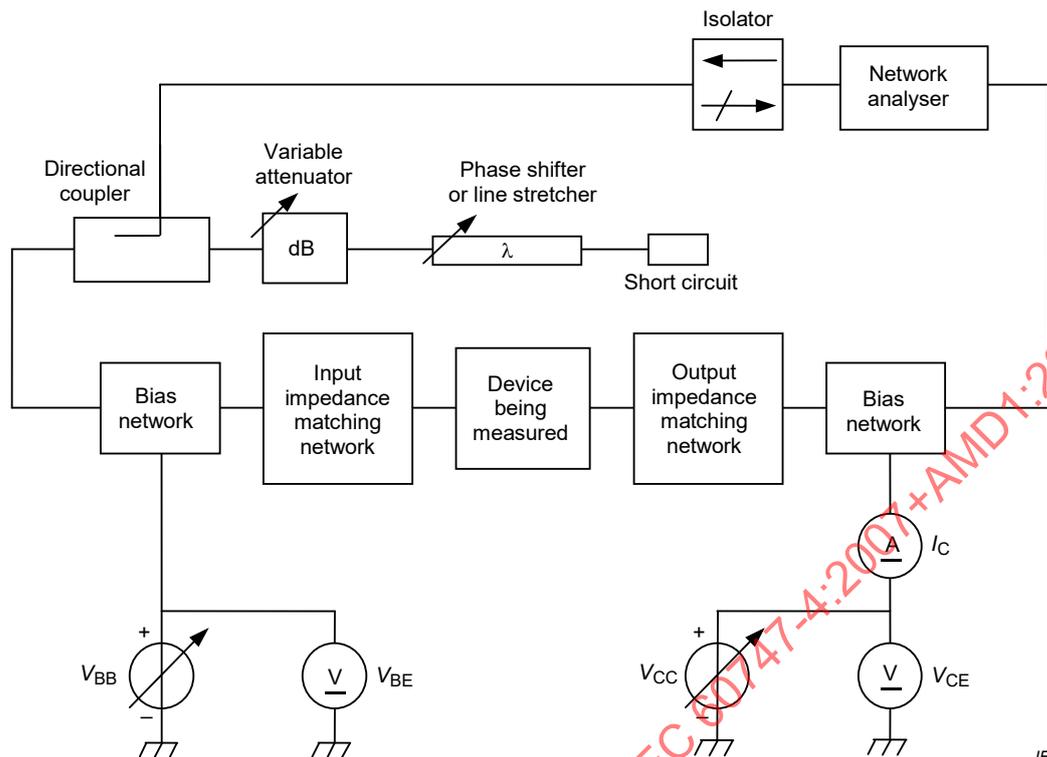
7.5.2.2.5 Specified conditions

- 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+AMD1:2017 CSV



IEC 1401/07

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~~ **varying** 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

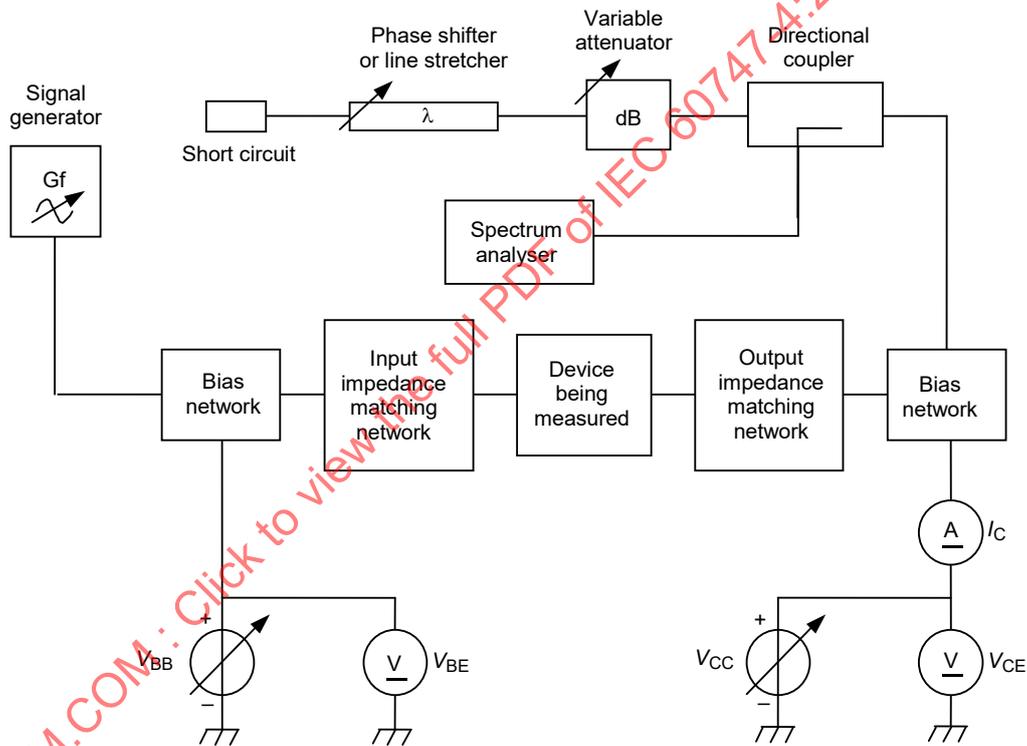
- Ambient or reference-point temperature
- Source VSWR
- Bias conditions
- Frequency range of the input signal
- Input power

7.5.3 Load mismatch ruggedness (Ψ_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~~ varying 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~~ 7.2.2.

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

η_{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

η_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 P_n/P_1

See ~~3.7 of IEC 60747-16-1:2007~~ 7.2.19.

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 " Γ_{opt} " is still in common use for the source reflection factor for minimum noise figure.

8.2.23 associated gain

G_{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

Ψ_L

See 7.2.20.

8.2.26 source mismatch tolerance

Ψ_S

See 7.2.21.

8.2.27 load mismatch ruggedness

Ψ_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} (where appropriate)		+		+	+
8.3.2.2.2.2	Transition frequency, f_T (where appropriate)		+		+	+
8.3.2.2.2.3	Frequency of unity current transfer ratio, f_1 (where appropriate)		+		+	+
8.3.2.2.2.4	Either maximum available gain, $G_{a(max)}$ or maximum stable gain, G_{ms} or insertion power gain, $ S_{21} ^2$	+	+		+	
8.3.2.2.2.5	Either output power at 1 dB gain compression, $P_{o(1dB)}$ or output power at specified input power, P_o	+	+		+	
8.3.2.2.2.6	Power gain at 1 dB gain compression, $G_{p(1dB)}$	+	+		+	
8.3.2.2.2.7	Power-added efficiency, η_{add}	+	+		+	
8.3.2.2.2.8	Drain efficiency, η_d	+	+		+	
8.3.2.2.2.9	Either input power at the intercept point (for intermodulation products), $P_{i,n(IP)}$ or output power at the intercept point (for intermodulation products), $P_{o,n(IP)}$ or Intermodulation distortion, P_1/P_n , P_n/P_1 (where appropriate)	+	+		+	
8.3.2.2.2.10	Noise figure, F		+	+		+
8.3.2.2.2.11	Minimum noise figure, F_{min} (where appropriate)		+	+		+
8.3.2.2.2.12	Source reflection factor for minimum noise figure, r_{GFmin} (where appropriate)		+			+
8.3.2.2.2.13	Associated gain, G_{as}	+	+			+
8.3.2.2.2.14	Equivalent input noise resistance, R_n (where appropriate)		+			+
8.3.2.2.2.15	Load mismatch tolerance, Ψ_L (where appropriate)			+	+	
8.3.2.2.2.16	Source mismatch tolerance, Ψ_S (where appropriate)			+	+	
8.3.2.2.2.17	Load mismatch ruggedness, Ψ_R (where appropriate)			+	+	

8.4 Measuring methods

8.4.1 General

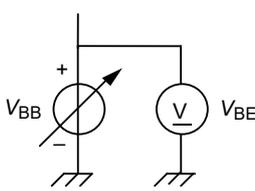
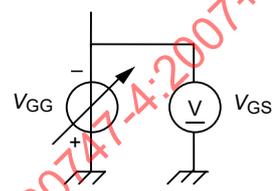
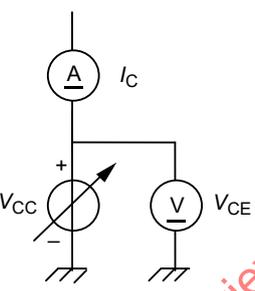
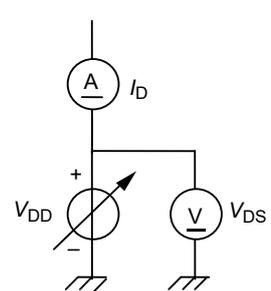
The measuring methods of bipolar transistor are applicable, with the terms and symbols of field-effect transistor in 8.4.3.8, 8.4.3.9, 8.4.3.10, 8.4.3.11, 8.4.3.12, 8.4.3.13, 8.4.3.14, 8.4.3.15 and 8.4.3.16 being replaced with the replacing rules shown in Table 10 or 11.

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
Bipolar transistor	Field-effect transistor
Base-emitter voltage, V_{BE}	Gate-source voltage, V_{GS}
Base-emitter cut-off current	Gate-source cut-off voltage
Collector-emitter voltage, V_{CE}	Drain-source voltage, V_{DS}
Collector current, I_C	Drain current, I_D

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

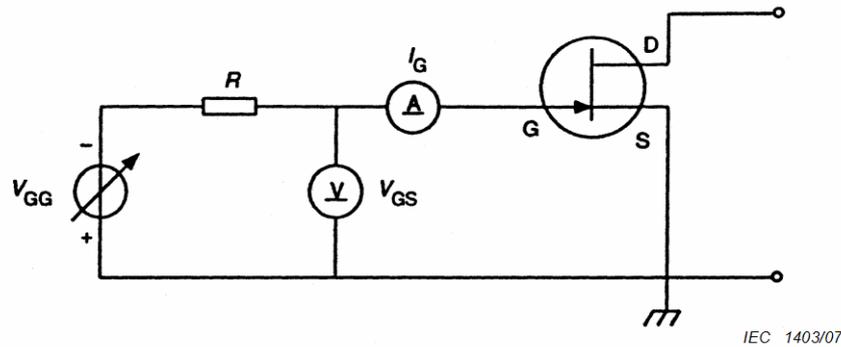


Figure 50 – Circuit for the measurement of gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$

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

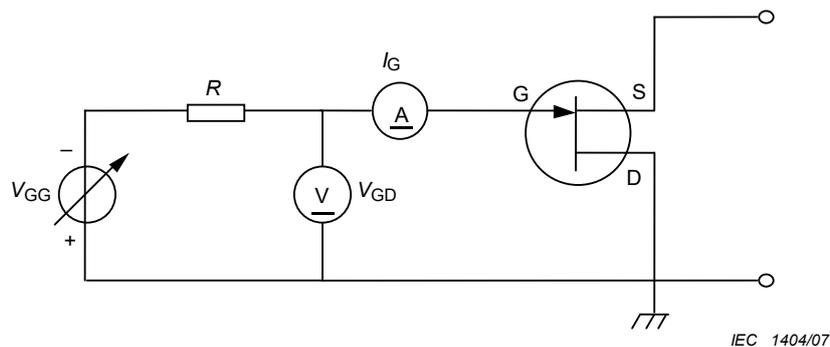


Figure 51 – Circuit for the measurement of gate-drain breakdown voltage, $V_{(BR)GDO}$

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

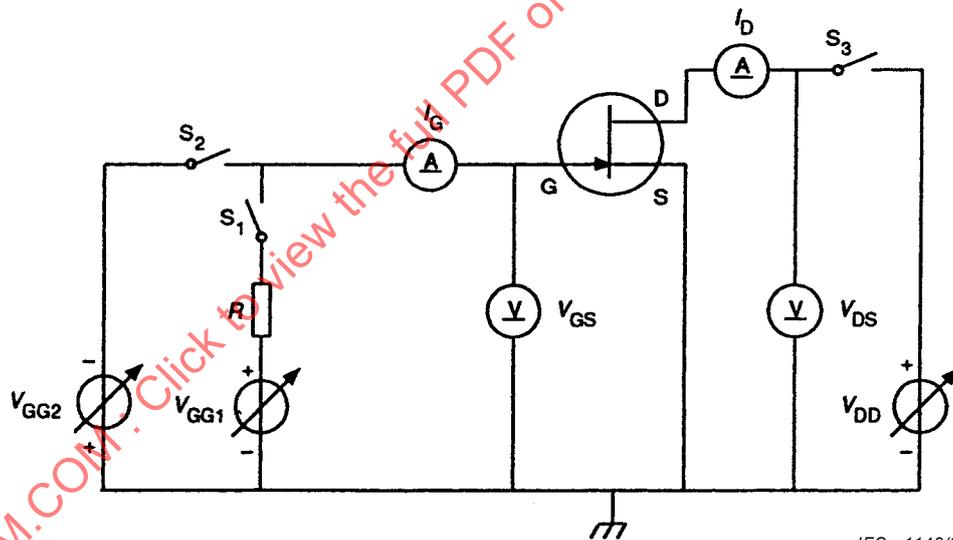


Figure 52 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case

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, α , 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 (ΔV_{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_{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_{GS} shall be negligible compared with the forward gate current of the device being measured.

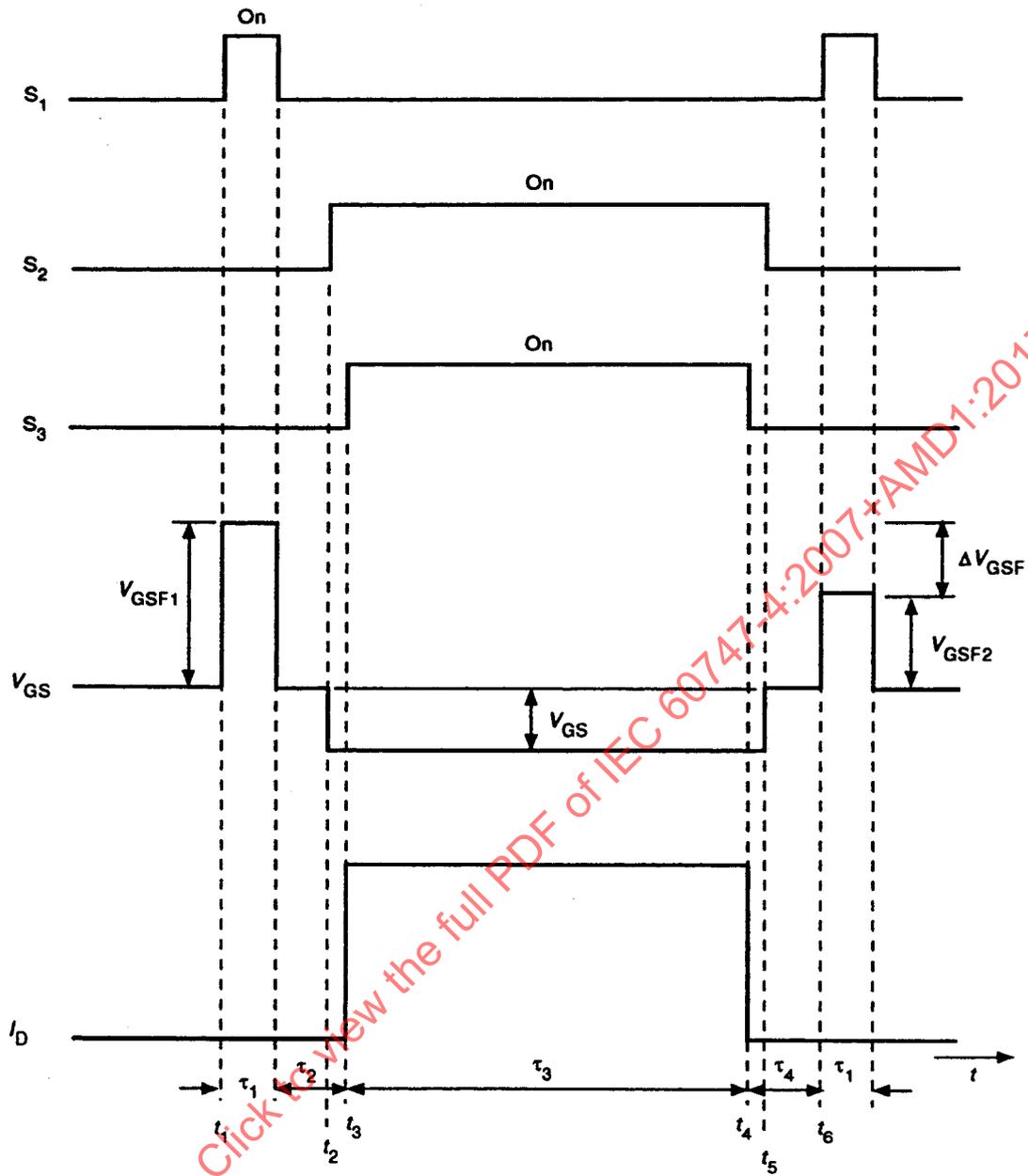
8.4.2.6.5 Precautions to be observed

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 α

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.

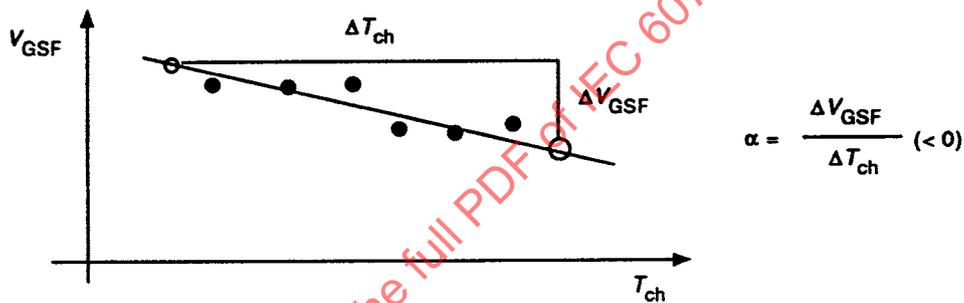
R is adjusted such that the reference gate forward current, $I_{G(ref)}$, has a suitable value for the purpose of the measurements.

This value is not changed again during the whole measurement procedure for α and $R_{th(ch-c)}$. After this adjustment, switch S_1 is opened.

This calibration curve, $V_{GSF} = f(T_{ch})$, 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_{ch} .

After thermal equilibrium is reached, switch S_1 is closed for the same time τ_1 as it will later be closed for at the measurement $R_{th(ch-c)}$. The gate-source forward voltage is recorded.

From the measured points the straight-line approximation is derived, and α is calculated from its slope (see Figure 54).



IEC 1150/01

Figure 54 – Calibration curve $V_{GSF} = f(T_{ch})$ for fixed $I_{G(ref)}$, evaluation of α

8.4.2.6.8 Measurement of $R_{th(ch-c)}$

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 τ_1 and the gate-source forward voltage V_{GSF1} is recorded. After τ_1 , S_1 is switched off.

Period τ_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_{GG2} is adjusted to reach the required value of I_D . V_{DS} and I_D are recorded.

After the period τ_3 , when thermal equilibrium is reached, S_3 is switched off at $t = t_4$. Usually, several hundreds of milliseconds for τ_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 τ_4 has elapsed with respect to delay time τ_4 , S_1 is switched on again for the period τ_1 and the gate-source forward voltage, V_{GSF2} , is recorded.

The above-described measurement procedure is repeated for increasing values of τ_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 α have a negative value.

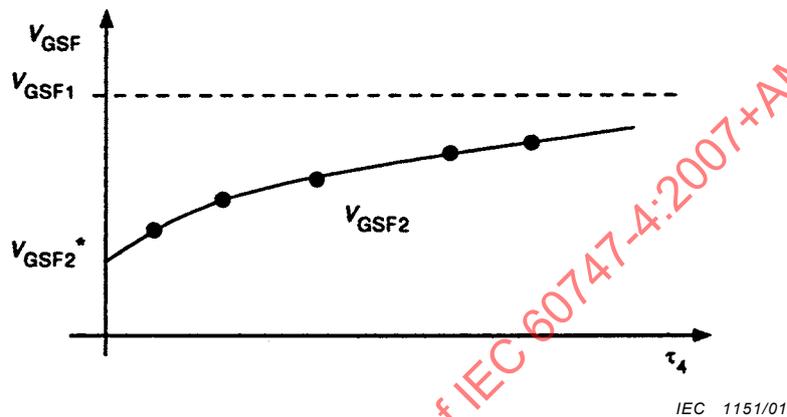


Figure 55 – V_{GSF2} in function of delay time τ_4

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}

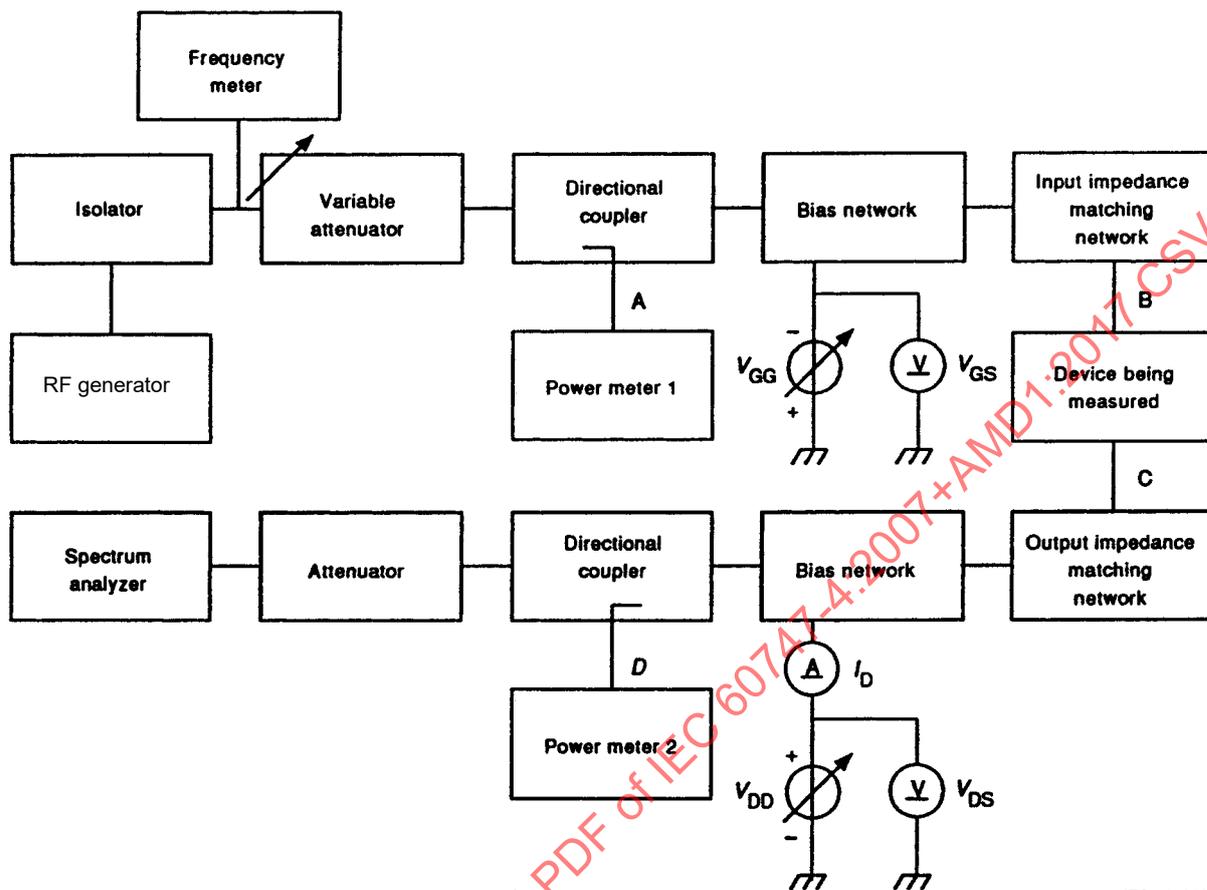
8.4.3 RF characteristics

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:

$$P_i = P_1 - L_1 \tag{46}$$

$$P_o = P_2 - L_2 \tag{47}$$

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_{amb} or T_{case}
- Drain-source voltage
- Drain current
- Frequency
- Input power, $P_{i,match}$

8.4.3.4 Power added efficiency (η_{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 (η_{add}) in per cent is given by:

$$\eta_{add} = \frac{P_o - P_i}{V_{DS} \times I_D} \times 100 \quad (50)$$

where

V_{DS} is the drain-source voltage in volts;

I_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_{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 (η_d)

The measuring method given in 8.4.3.4 is applicable, with the term “ η_{add} ” being replaced by “ η_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

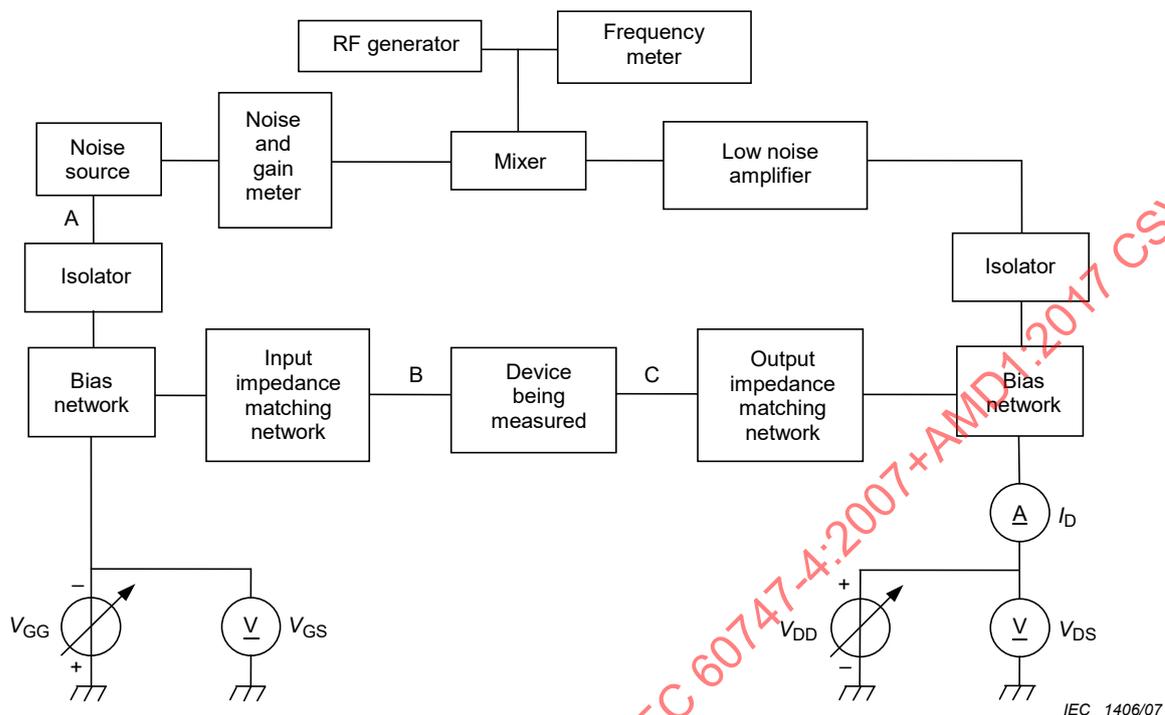


Figure 57 – Circuit for the measurement of the noise figure and associated gain

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 Ω .

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:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left\{ (G_s - G_0)^2 + (B_s - B_0)^2 \right\} \quad (56)$$

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

$$\begin{aligned} X_1 &= F_{\min} - 2 R_n G_0 \\ X_2 &= R_n |Y_0|^2 \\ X_3 &= R_n \\ X_4 &= R_n B_0 \end{aligned} \tag{60}$$

Then, equation (57) leads to the following equations for n different Y_s :

$$\begin{aligned} F_{(1)} &= X_1 + \frac{1}{G_{s(1)}} X_2 + \frac{|Y_{s(1)}|^2}{G_{s(1)}} X_3 - 2 \left(\frac{B_{s(1)}}{G_{s(1)}} \right) X_4 \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \end{aligned} \tag{61}$$

$$F_{(n)} = X_1 + \frac{1}{G_{s(n)}} X_2 + \frac{|Y_{s(n)}|^2}{G_{s(n)}} X_3 - 2 \left(\frac{B_{s(n)}}{G_{s(n)}} \right) X_4$$

Substituting X_1 , X_2 , X_3 and X_4 obtained from equation (61) into equation (60), the four parameters are determined as follows:

$$F_{\min} = X_1 + 2 \sqrt{X_2 X_3 - X_4^2} \tag{62}$$

$$R_n = X_3 \tag{63}$$

$$G_0 = \sqrt{X_2 / X_3 - (X_4 / X_3)^2} \tag{64}$$

$$B_0 = X_4 / X_3 \tag{65}$$

$r_{GF_{\min}}$, 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 , P_n/P_1)

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 (Ψ_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 (Ψ_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 (Ψ_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.

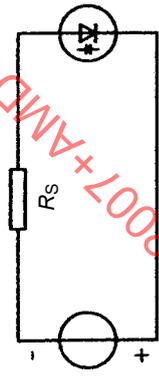
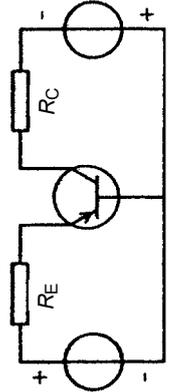
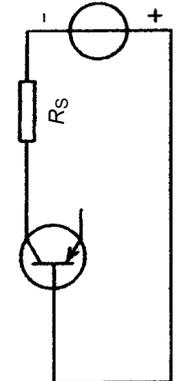
9.3 Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests

(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 – Operating conditions and test circuits

Device categories	Tests	Operating conditions		Test circuits	Remarks
		Current	Voltage		
Variable capacitance diodes for tuning application	High temperature reverse bias		$V_R = V_R \text{ max.}$	Highest operating temperature $t_{\text{amb(max)}}$ or $t_{\text{case(max)}}$ as specified	 $R_s = \text{current limiting resistor}$
Mixer diodes				Under consideration	
Impatt diodes				Under consideration	
Gunn diodes				Under consideration	
Bipolar transistors	Operating life	$I_C = \frac{P_{\text{tot(max)}}}{V_{CE}}$ (see 7.2.6 of IEC 60747-1:2006)	$V_{CE} = 0,7 V_{CE0} \text{ max.}$ (NOTE 1)	(See 7.2.4 of IEC 60747-1:2006 and IEC 60747-1:2006/AMD1:2010)	 $R_E \geq \frac{10V_{EB}}{I_E}$ $R_C \approx \frac{V_{CB}}{I_C}$ (NOTE 2)
	High temperature reverse bias		$V_{CB} = V_{CB0} \text{ max.}$	Highest operating temperature $t_{\text{amb(max)}}$ or $t_{\text{case(max)}}$ as specified	 $R_s = \text{current limiting resistor}$ (NOTE 2)

NOTE 1 Test conditions should be within the safe operating area if one is specified. The voltage is to be lowered below $0,7 V_{CE0} \text{ max.}$ with only as much as necessary to remain within the safe operating area.

NOTE 2 Change circuit appropriately for NPN transistor.

Table 12 (continued)

Device categories	Tests	Operating conditions		Remarks	
		Current	Voltage		Temperature
Field effect transistors	Operating life	$I_D = \frac{P_{TOTmax}}{V_{DS}}$ $I_D < I_{DSSmin}$	$V_{GS} = 0$ Preferably, for best regulation; $V_{DS} = \text{specified}$ (preferably $0,8 V_{DSmax}$) $V_{DD} = 2 V_{DS}$	t_{amb} or t_{case} as specified See 7.2.4 of IEC 60747-1:2006 and IEC 60747-1:2006/AMD1:2010	$R_G = 10 \text{ k}\Omega$ or as specified $R_S \approx \frac{V_{DS}}{I_D}$
	High temperature reverse bias: Depletion Types		$V_{DS} = 0$ $V_{GS} = 0,7$ to $0,8 V_{GS0max}$ (preferably 0,8)	Highest operating temperature $t_{amb(max)}$ or $t_{case(max)}$ as specified	$R = \text{current limiting resistor}$
	High temperature reverse bias: Enhancement types		$V_{GS} = 0$ $V_{DS} = 0,7$ to $0,8 V_{DSSmax}$ (preferably 0,8)	Highest operating temperature $t_{amb(max)}$ or $t_{case(max)}$ as specified	$R = \text{current limiting resistor}$

IECNORM.COM: Click on the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

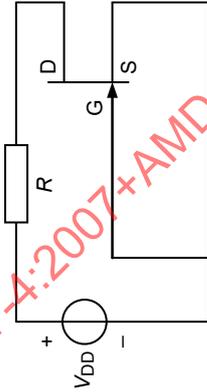
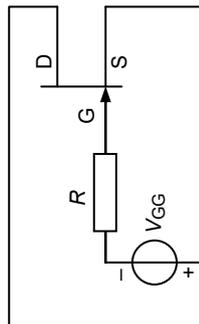
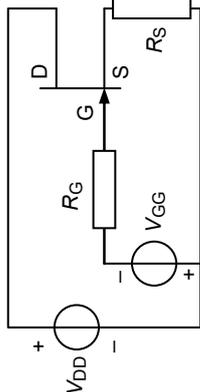


Table 13 – Failure criteria and measurement conditions

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	$<0,5 \times \text{LSL}$ $>2 \times \text{USL}$	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} (h_{21e} (NOTE 2))	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>1,2 \times \text{USL}$	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	$V_{(BR)GS}$ or I_{GSS}	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>10 \times \text{USL}$	A value of I_G for which a $V_{(BR)GS}$ tolerance (lower limit) is specified A value of V_{GS} for which a I_{GSS} tolerance (upper limit) is specified
	V_{GSoff}	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>1,2 \times \text{USL}$	A value of I_D for which a V_{GSoff} tolerance (lower and upper limits) is specified
	I_{DSS}	$<0,9 \times \text{LSL}$ $>1,1 \times \text{USL}$	A value of V_{DS} for which a I_D tolerance (lower and upper limits) is specified
NOTE 1 USL = upper specification limit. LSL = lower specification limit. IVD = initial value of individual device. NOTE 2 Only where no h_{21E} tolerances are specified or where h_{21E} is unspecified. NOTE 3 Where applicable.			

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	142
1 Domaine d'application	144
2 Références normatives	144
3 Diodes à capacité variable, diodes à retour rapide et diodes schottky de commutation rapide	144
3.1 Diodes à capacité variable	144
3.1.1 Généralités	144
3.1.2 Terminologie et symboles littéraux	145
3.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	145
3.1.4 Méthodes de mesure	148
3.2 Diodes à retour rapide, diodes Schottky	176
3.2.1 Généralités	176
3.2.2 Terminologie et symboles littéraux	176
3.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	176
3.2.4 Méthodes de mesure	178
4 Diodes mélangeuses et diodes détectrices	185
4.1 Diodes mélangeuses utilisées dans les applications radar	185
4.1.1 Généralités	185
4.1.2 Terminologie et symboles littéraux	185
4.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	185
4.1.4 Méthodes de mesure	187
4.2 Diodes mélangeuses utilisées en transmission	206
4.2.1 Généralités	206
4.2.2 Terminologie et symboles littéraux	206
4.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	206
4.2.4 Méthodes de mesure	208
4.3 Diodes détectrices	208
5 Diodes Impatt	208
5.1 Diodes Impatt pour applications en amplificateur	208
5.1.1 Généralités	208
5.1.2 Termes et définitions	208
5.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	211
5.2 Diodes Impatt pour applications en oscillateur	214
6 Diodes Gunn	214
6.1 Généralités	214
6.2 Termes et définitions	215
6.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	215
6.4 Méthodes de mesure	215
6.4.1 Tension de claquage d'impulsion $V_{(BR)}$	215
6.4.2 Tension de seuil	216
6.4.3 Résistance	217
7 Transistors bipolaires	218
7.1 Généralités	218
7.2 Termes et définitions	218
7.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	221
7.3.1 Généralités	221

7.3.2	Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues)	221
7.4	Méthodes de mesure	224
7.4.1	Généralités	224
7.4.2	Caractéristiques en continu	226
7.4.3	Caractéristiques RF	226
7.5	Méthodes de vérification	240
7.5.1	Tolérance de charge non adaptée (Ψ_L)	240
7.5.2	Tolérance de source non adaptée (Ψ_S)	243
7.5.3	Robustesse de charge non adaptée (Ψ_R)	246
8	Transistors à effet de champ	247
8.1	Généralités	247
8.2	Termes et définitions	247
8.3	Valeurs limites et caractéristiques essentielles	250
8.3.1	Généralités	250
8.3.2	Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues)	250
8.4	Méthodes de mesure	252
8.4.1	Généralités	252
8.4.2	Caractéristiques en continu	253
8.4.3	Caractéristiques RF	260
8.5	Méthodes de vérification	271
8.5.1	Tolérance de charge non adaptée (Ψ_L)	271
8.5.2	Tolérance de source non adaptée (Ψ_S)	271
8.5.3	Robustesse de charge non adaptée (Ψ_R)	271
9	Réception et fiabilité – Exigences spécifiques	271
9.1	Conditions pour les essais électriques	271
9.2	Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception	271
9.3	Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité	271
9.4	Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai	271
Figure 1	– Circuit équivalent	148
Figure 2	– Circuit pour la mesure du courant inverse I_R	149
Figure 3	– Circuit pour la mesure de la tension directe V_F	150
Figure 4	– Circuit pour la mesure de la capacité totale C_{tot}	151
Figure 5	– Circuit de base pour la mesure du facteur de qualité effectif	152
Figure 6	– Circuit de base pour la mesure de l'inductance série	153
Figure 7	– Circuit pour la mesure de la résistance thermique R_{th}	155
Figure 8	– Circuit pour la mesure de l'impédance thermique transitoire Z_{th}	156
Figure 9	– Montage en guide d'ondes	158
Figure 10	– Circuit équivalent de la diode dans sa monture	158
Figure 11	– Schéma fonctionnel du circuit de mesure des pertes de transmission	159
Figure 12	– Courbe indiquant la puissance transmise en fonction de la fréquence	161
Figure 13	– Exemple de cavité	163
Figure 14	– Schéma synoptique	165
Figure 15	– Schéma fonctionnel du circuit de mesure par transformation de la représentation d'impédance	172

Figure 16 – Exemple de diagramme de l'impédance de la diode en fonction de la polarisation	173
Figure 17 – Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de Q constant et de R constante	175
Figure 18 – Temps de transition t_t	176
Figure 19 – Circuit pour la mesure du temps de transition (t_t)	178
Figure 20 – L'intervalle de temps (t_{t1})	180
Figure 21 – Circuit pour la mesure du temps de recouvrement inverse	180
Figure 22 – Le temps de recouvrement inverse t_{rr}	181
Figure 23 – Principe de mesure de durée de vie des porteurs en excès	182
Figure 24 – Circuit pour la mesure de la durée de vie effective des porteurs en excès	183
Figure 25 – le rapport i_{pr} sur i_{pf}	184
Figure 26 – Circuit pour la mesure du courant direct (I_F)	187
Figure 27 – Circuit pour la mesure du courant redressé (I_0)	188
Figure 28 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire (Z_{if}) dans la méthode 1	189
Figure 29 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire (Z_{if}) dans la méthode 2	190
Figure 30 – Circuit pour la mesure du rapport d'ondes stationnaires	192
Figure 31 – Circuit pour la mesure du facteur de bruit total	194
Figure 32 – Circuit pour la mesure du rapport de température de bruit en sortie	198
Figure 33 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode d'accroissement continu	200
Figure 34 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode de modulation d'amplitude	201
Figure 35 – Schéma du circuit de mesure de l'énergie de destruction	202
Figure 36 – Circuit pour la mesure de la tension de claquage d'impulsion	215
Figure 37 – Circuit pour la mesure de la tension de seuil	216
Figure 38 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode voltmètre – ampèremètre	217
Figure 39 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode de substitution	218
Figure 40 – Schéma du circuit de mesure des paramètres de diffusion	228
Figure 41 – Ondes incidentes et réfléchies dans un réseau à deux ports	229
Figure 42 – Circuit de base pour la mesure de la distorsion d'intermodulation à deux fréquences porteuses	235
Figure 43 – Exemple de produit d'intermodulation du troisième ordre par l'analyseur de spectre	237
Figure 44 – Caractéristique typique de la de puissance de sortie des produits d'intermodulation	239
Figure 45 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 1	240
Figure 46 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 2	242
Figure 47 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 1	243
Figure 48 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 2	245

Figure 49 – Circuit de base pour les mesures de la robustesse de charge non adaptée	246
Figure 50 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source $V_{(BR)GSO}$	254
Figure 51 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source, $V_{(BR)GDO}$	255
Figure 52 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique canal-boîtier	256
Figure 53 – Ordre d'application des impulsions de courant continu du dispositif à mesurer	258
Figure 54 – Courbe d'étalonnage $V_{GSF} = f(T_{ch})$ pour une valeur spécifiée de $I_{G(ref)}$, évaluation du coefficient α	259
Figure 55 – V_{GSF2} en fonction du temps de retard τ_4	260
Figure 56 – Circuit de mesure de la puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée	261
Figure 57 – Circuit de base pour la mesure du facteur de bruit	266
Tableau 1 – Valeurs limites électriques	221
Tableau 2 – Caractéristiques en continu	222
Tableau 3 – Caractéristiques RF	223
Tableau 4 – Règle de remplacement des termes	224
Tableau 5 – Règle de remplacement des symboles dans le cas du courant de base constant	225
Tableau 6 – Règle de remplacement des symboles dans le cas de la tension de base constante	225
Tableau 7 – Valeurs limites électriques	251
Tableau 8 – Caractéristiques en continu	251
Tableau 9 – Caractéristiques RF	252
Tableau 10 – Règles de remplacement des termes	253
Tableau 11 – Règles de remplacement des symboles	253
Tableau 12 – Modes opératoires et circuits de test	272
Tableau 13 – Critères de défaillance et conditions de mesure	274

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –
DISPOSITIFS DISCRETS –****Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences**

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC 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, l'IEC – 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 l'IEC"). 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 l'IEC, participent également aux travaux. L'IEC 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 l'IEC concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de l'IEC intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de l'IEC se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de l'IEC. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que l'IEC s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; l'IEC 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 l'IEC s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de l'IEC dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de l'IEC et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) L'IEC elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de l'IEC. L'IEC n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 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 l'IEC, 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 l'IEC, 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 l'IEC ou de toute autre Publication de l'IEC, 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 l'IEC peuvent faire l'objet de droits de brevet. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

DÉGAGEMENT DE RESPONSABILITÉ

Cette version consolidée n'est pas une Norme IEC officielle, elle a été préparée par commodité pour l'utilisateur. Seules les versions courantes de cette norme et de son(s) amendement(s) doivent être considérées comme les documents officiels.

Cette version consolidée de l'IEC 60747-4 porte le numéro d'édition 2.1. Elle comprend la deuxième édition (2007-08) [documents 47E/330/FDIS et 47E/339/RVD] et son amendement 1 (2017-01) [documents 47E/499/CDV et 47E/517/RVC]. Le contenu technique est identique à celui de l'édition de base et à son amendement.

Dans cette version Redline, une ligne verticale dans la marge indique où le contenu technique est modifié par l'amendement 1. Les ajouts sont en vert, les suppressions sont en rouge, barrées. Une version Finale avec toutes les modifications acceptées est disponible dans cette publication.

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

Cette deuxième édition 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.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

La liste de toutes les parties de la série IEC 60747, présentées sous le titre général *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Le comité a décidé que le contenu de la publication de base et de son amendement ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC 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.

IMPORTANT – Le logo "colour inside" qui se trouve sur la page de couverture de cette publication indique qu'elle contient des couleurs qui sont considérées comme utiles à une bonne compréhension de son contenu. Les utilisateurs devraient, par conséquent, imprimer cette publication en utilisant une imprimante couleur.

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS – DISPOSITIFS DISCRETS –

Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences

1 Domaine d'application

La présente partie de l'IEC 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).

IEC 60050-702:1992, *Vocabulaire électrotechnique international – Chapitre 702 : Oscillations, signaux et dispositifs associés* (disponible à l'adresse <<http://www.electropedia.org>>)

IEC 60747-1:2006, ~~Semiconductor devices – Part 1: General (disponible en anglais seulement)~~ *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 1 : Généralités*
IEC 60747-1/AMD1:2010

IEC 60747-7:2000, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 7: Transistors bipolaires*

IEC 60747-8:2000, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 8: Transistors à effet de champ*

~~IEC 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;
- colonne 3: applications pour commutation (y compris la limitation);
- colonne 4: applications pour amplification paramétrique.

3.1.3.2 Valeurs limites

Il convient d’indiquer les valeurs limites suivantes:

3.1.3.2.1 Températures

Domaine de températures de fonctionnement

Domaine de températures de stockage

3.1.3.2.2 Tensions et courants

Tension inverse de pointe maximale

Courant direct moyen maximal, s’il y a lieu

Courant direct de pointe maximal, s’il y a lieu

3.1.3.2.3 Dissipation de puissance

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

3.1.3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, il convient que les caractéristiques suivantes soient données à 25 °C (voir Figure 1)

3.1.3.3.1 Capacité parasite (C_p)

Valeur typique dans les conditions spécifiées

3.1.3.3.2 Inductance série (L_s)

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

3.1.3.3.3 Capacité aux bornes (C_{tot})

a) Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée (note 2)

b) Courbe typique montrant la relation entre la capacité aux bornes et la tension de polarisation

	Catégories			
	1	2	3	4
Domaine de températures de fonctionnement	+	+	+	+
Domaine de températures de stockage	+	+	+	+
Tension inverse de pointe maximale	+	+	+	+
Courant direct moyen maximal, s’il y a lieu		+	+	+
Courant direct de pointe maximal, s’il y a lieu		+	+	+
Dissipation maximale, dans des conditions indiquées, pour le domaine des températures de fonctionnement	+	+	+	+
Valeur typique dans les conditions spécifiées (Capacité parasite)	+	+	+	+
Valeur typique et, s’il y a lieu, valeur maximale dans des conditions spécifiées (Inductance série)	+	+	+	+
a) Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée (note 2) (Capacité aux bornes)	+	+	+	+
b) Courbe typique montrant la relation entre la capacité aux bornes et la tension de polarisation (Capacité aux bornes)	+	+	+	+

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 V et pour la catégorie 4, il convient que la tension de polarisation spécifiée soit de 0 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:

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

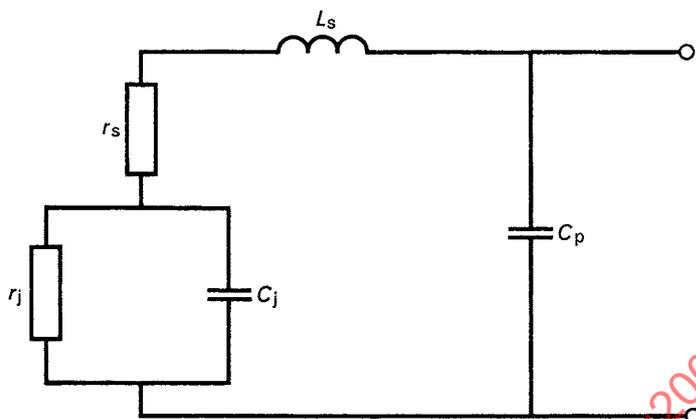
où V est la valeur absolue de la tension inverse appliquée et K , ϕ , γ sont trois constantes. Il convient que le fabricant spécifie les valeurs typiques de K , ϕ et γ .

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.



IEC 1108/01

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*.

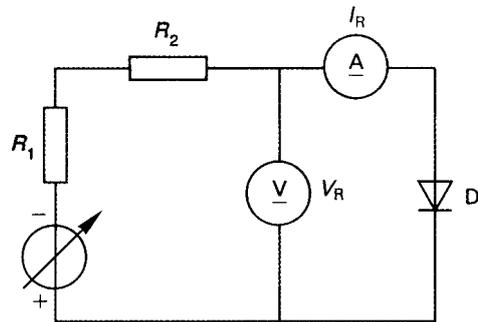
3.1.4 Méthodes de mesure

3.1.4.1 Courant inverse I_R

a) *But*

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

b) *Schema*



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 étalonnée (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 étalonnée 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*

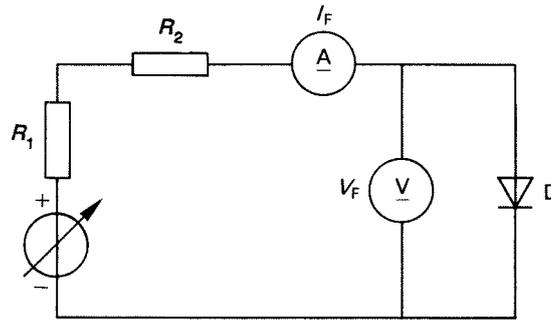
- Température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Tension inverse (V_R).
- Largeur des impulsions et facteur d'utilisation, si applicable.

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}

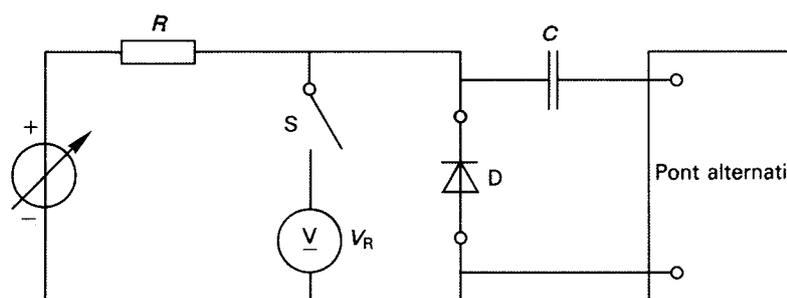
Il convient que la mesure de la capacité totale ($C_{tot} = C_j + C_p$) soit faite à une fréquence suffisamment basse (inférieure aux hyperfréquences), de façon que les effets de l'inductance des conducteurs puissent être négligés. Dans ces conditions, la valeur mesurée de la capacité aux bornes est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

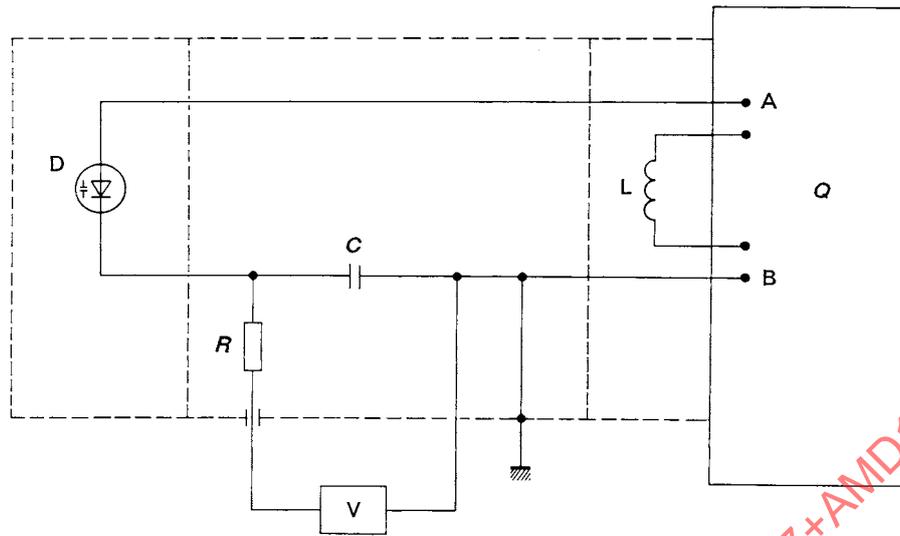
Température ambiante ou température de boîtier (t_{amb} , t_{case}).

- 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).



IEC 1112/01

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 C₁, le facteur Q du circuit et la grandeur de la capacité variable, la diode étant hors circuit; Q₂ et C₂, 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.

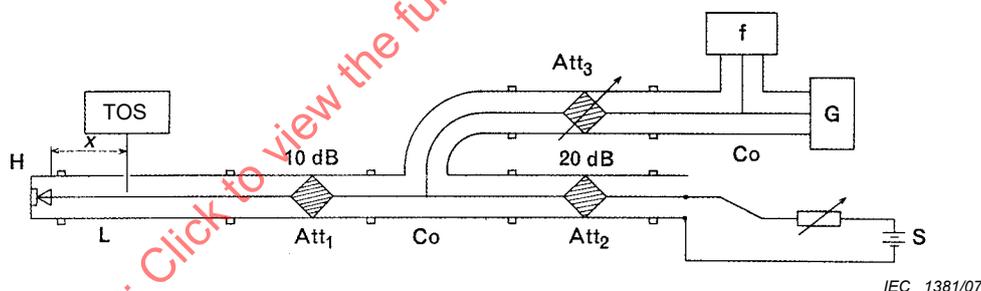
3.1.4.5 Résistance série r_s

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 ;

λ 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

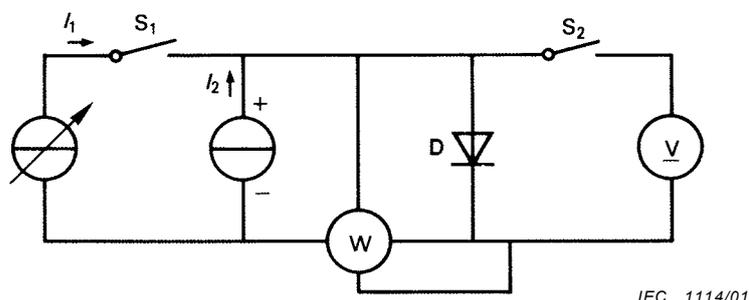
Mesurer la résistance thermique entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif à mesurer.

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.

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

Enregistrer la température T_1 du point de référence.

b) Maintenir le radiateur à une température plus basse. Augmenter le courant I_1 jusqu'à ce que la puissance dissipée P_2 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

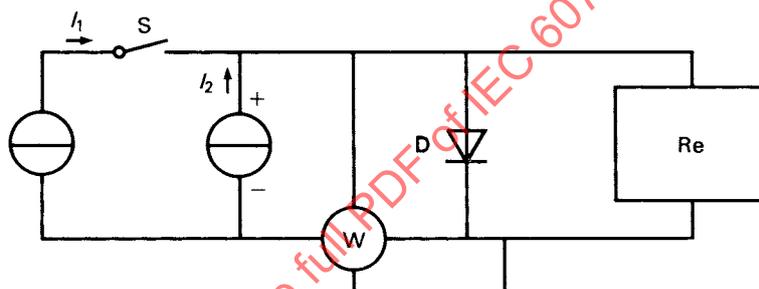
Mesurer l'impédance thermique transitoire entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif à mesurer.

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.

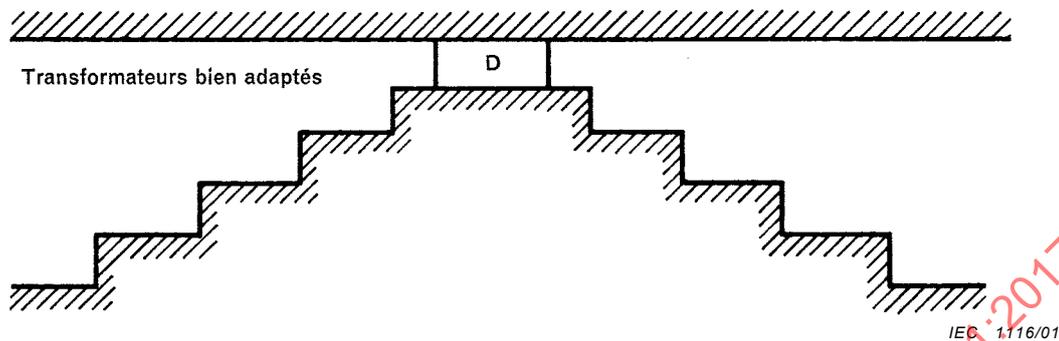
3.1.4.9.1 Mesures à l'aide d'une ligne de transmission

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.



Légende

D diode à mesurer

Figure 9 – Montage en guide d’ondes

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

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

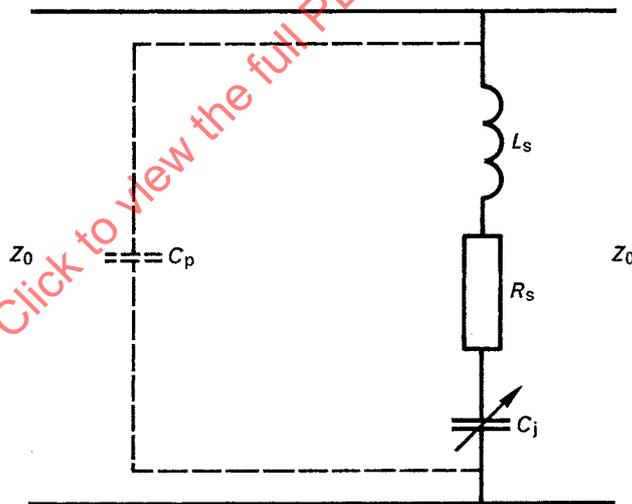


Figure 10 – Circuit équivalent de la diode dans sa monture

où

Z_0 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.

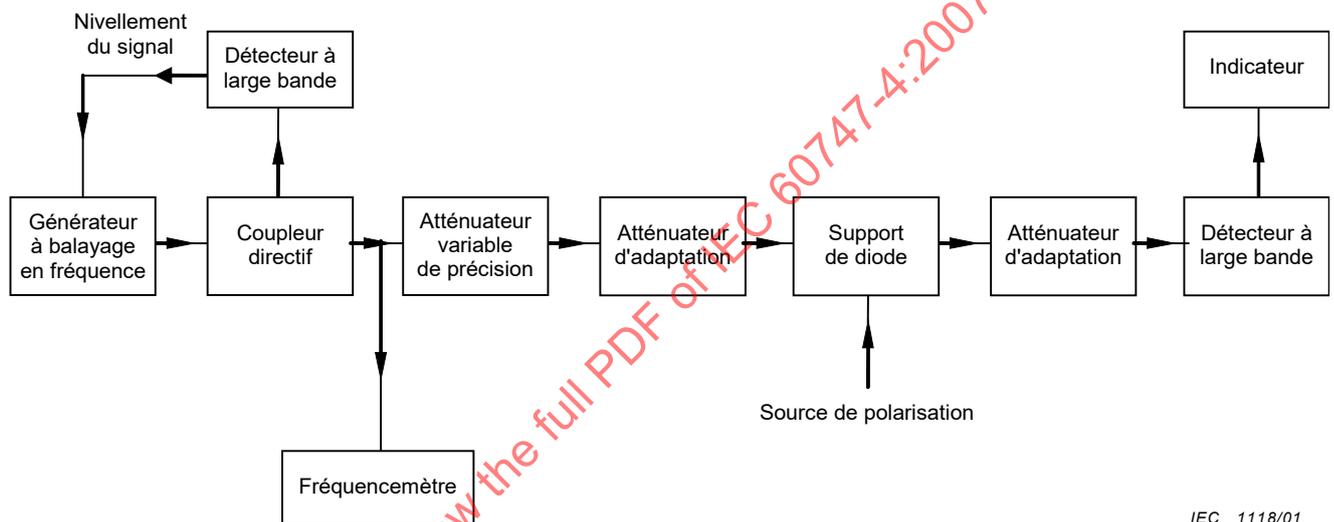
A partir de quatre mesures, à savoir:

- 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 directs, les fréquencemètres, les atténuateurs et les détecteurs sont correctement adaptés et qu'ils fonctionnent correctement dans toute la gamme de fréquences prévue et pour la puissance dissipée lors de l'essai.

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

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.

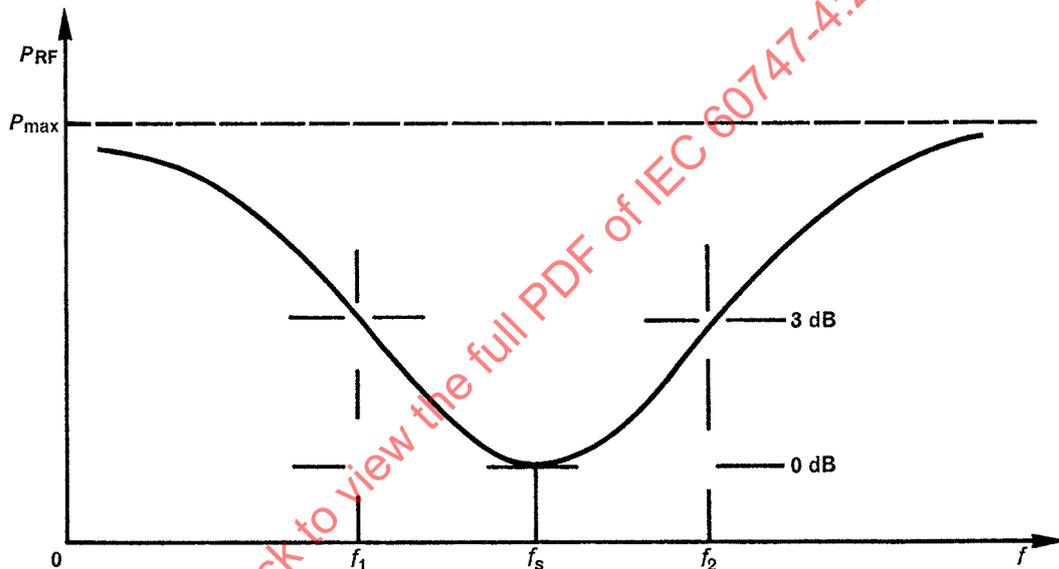
On peut également obtenir une mesure de la variation du facteur Q effectif avec la polarisation.

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:

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



IEC 1119/01

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:

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

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 (γ)

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

On détermine la tension de polarisation nécessaire pour donner la valeur définie du courant direct. En utilisant cette tension directe (V_F) et la tension inverse définie (V_{-X}), on peut obtenir les valeurs correspondantes de C_j à partir de la courbe $\frac{1}{f_s^2}$ ou KC_j en fonction de la tension de polarisation (voir 3.1.4.9.1.4.4).

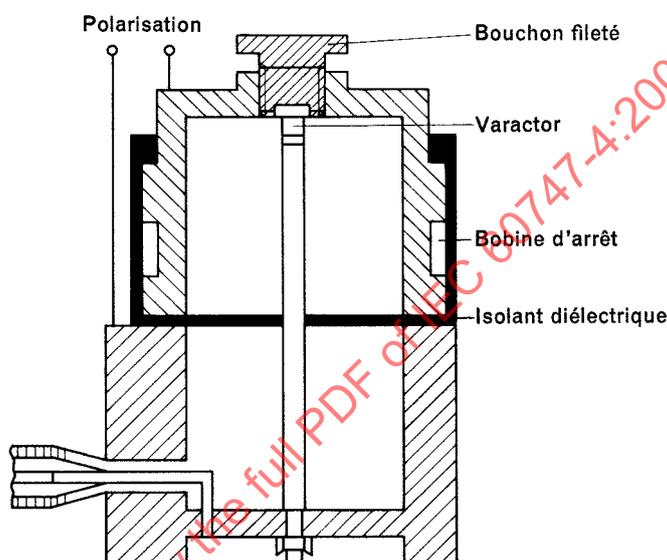
Si $C_{j(V_F)}$ et $C_{j(V_{-x})}$ sont les valeurs respectives de capacité, on a alors:

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

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_{j_0} et la fréquence de coupure f_{c_0} 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_{r_0} 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:

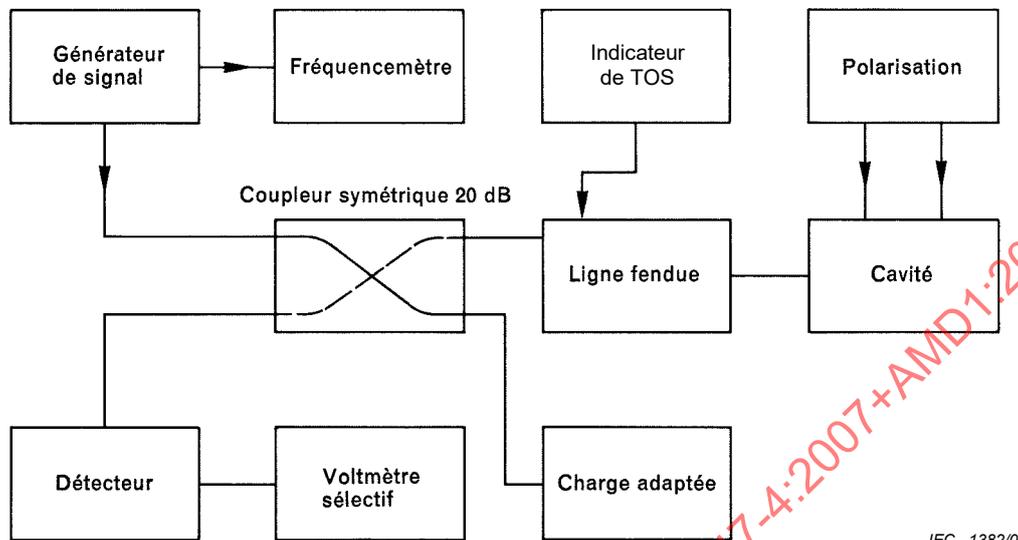
$$k = \frac{1}{1 - \frac{Q_{ro}}{Q'} \sqrt{\frac{f'}{f_{ro}}}}$$

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 réfléchié 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 réfléchié 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_{ro} 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);

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

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

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 (ρ) à ce point par l'expression:

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

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

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \tag{4}$$

où α et β sont des nombres réels.

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

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

et

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

On voit, d'après l'équation (4), que les cercles de résistance constante sur le diagramme de Smith pour un plan se transforment en la même famille de cercles pour un autre plan, mais que la valeur de la résistance est modifiée dans le rapport α .

Cette transformation convient pour les valeurs de réactance telles que le rapport $\frac{\Delta X}{R}$ obtenu à partir des équations (5) et (6), soit effectivement indépendant des constantes de transformation α et β .

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

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

Donc si:

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

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

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

Détermination de σ

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

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

où

ϕ est la différence de potentiel de semi-contact;

η 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, η en général vaut $\frac{1}{3}$ et ϕ 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 σ peut être obtenue expérimentalement par la mesure de la variation de capacité entre trois points de polarisation très rapprochés, disons 1, 2 et 3; de la sorte, on a ΔC_{12} et ΔC_{23} .

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

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

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

Détermination de ΔQ

La valeur de ΔQ peut être obtenue en utilisant l'une des deux 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 η_1 et η_2 (c'est-à-dire des valeurs obtenues couramment dans le cas de diodes de haute qualité), l'équation (10) peut se simplifier en:

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

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

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

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

où

r_x est le TOS (en tension) pour une valeur x de la polarisation;

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

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

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

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

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

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 σ , comme il est indiqué dans les équations (8) et (9).

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

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

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

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 ΔQ_{12} , ΔQ_{23} et ΔQ_{13} pour les trois valeurs de polarisation indiquées par l'équation (9), et à regarder ensuite si les valeurs satisfont à la relation suivante:

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

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

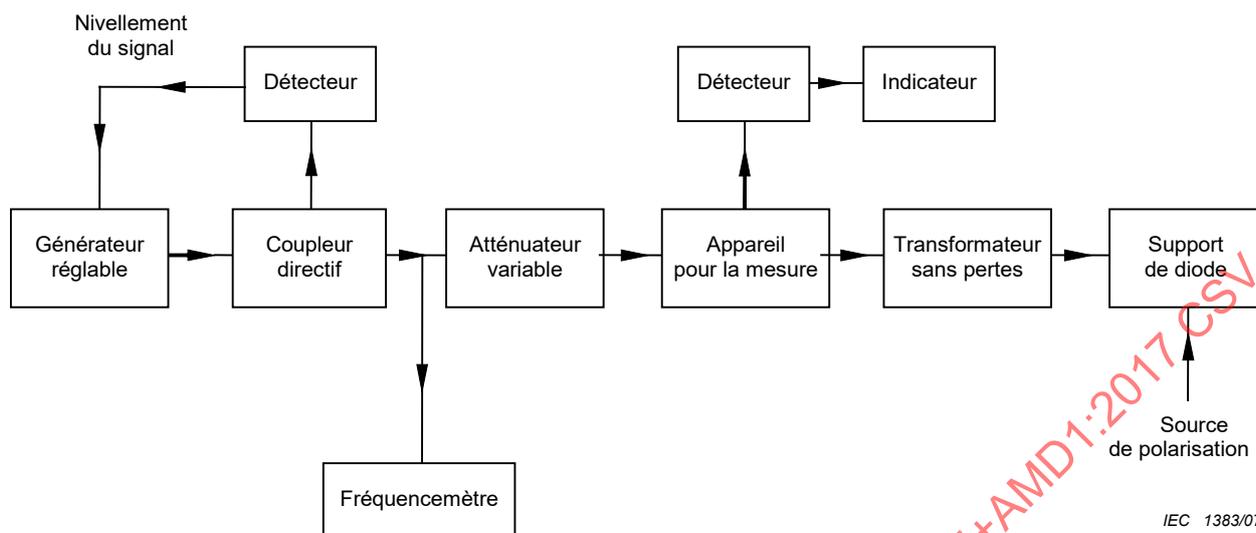
Mesure de capacité

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

La méthode la plus simple et la plus directe pour obtenir la capacité du 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 $C(V)$.

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

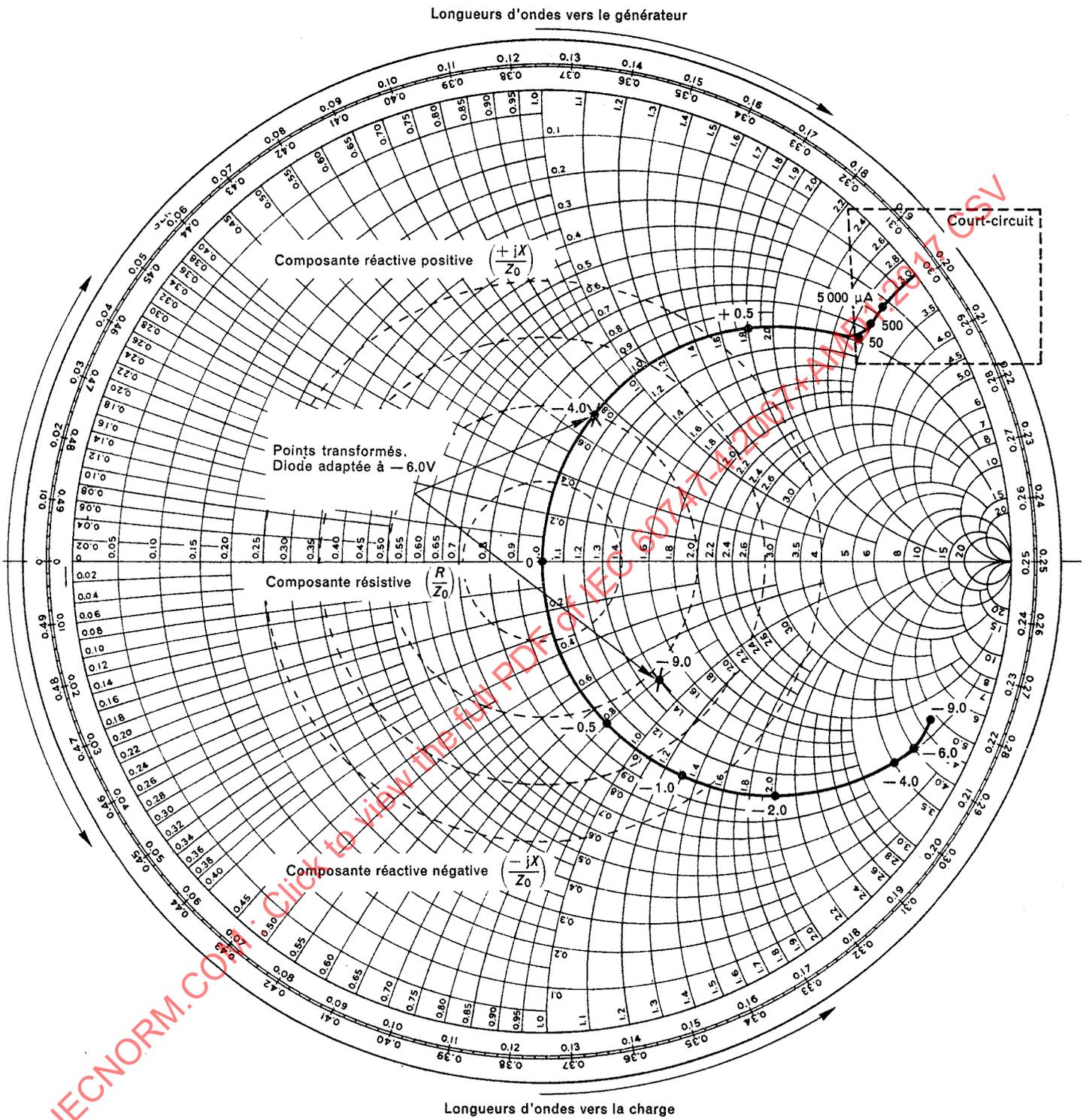
NOTE Bien que les mesures, dans ce paragraphe, se fassent en utilisant un détecteur d'ondes stationnaires, on peut aussi les faire à l'aide d'un appareil qui enregistre automatiquement l'impédance, par exemple un enregistreur automatique du diagramme de Smith. Comme la valeur de Q est donnée par la variation 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

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV



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

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

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

alors:

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

et:

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

d'où:

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

et par suite:

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

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

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

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

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

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

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

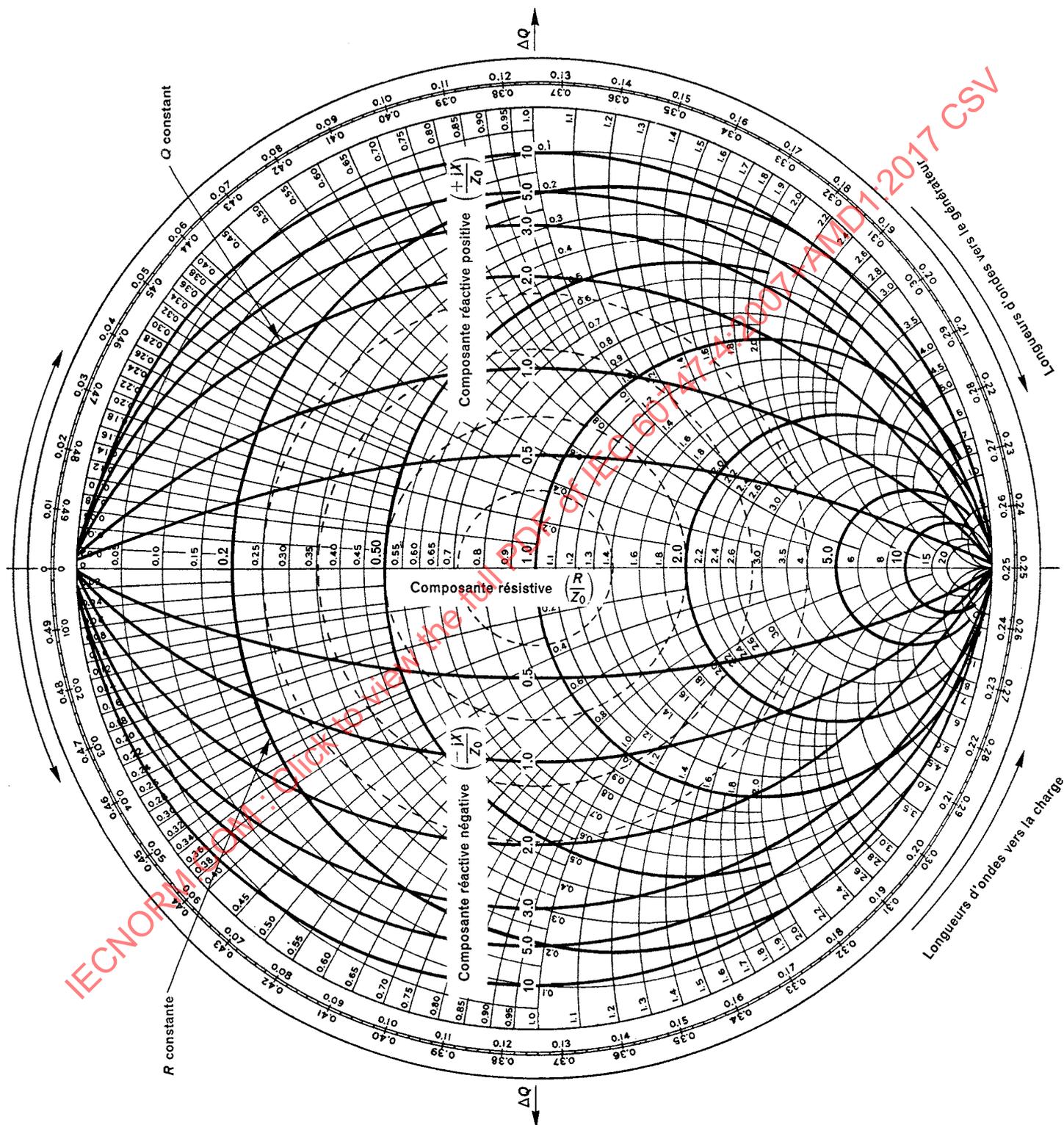


Figure 17 – Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de Q constant et de R constante

3.2 Diodes à retour rapide, diodes Schottky

3.2.1 Généralités

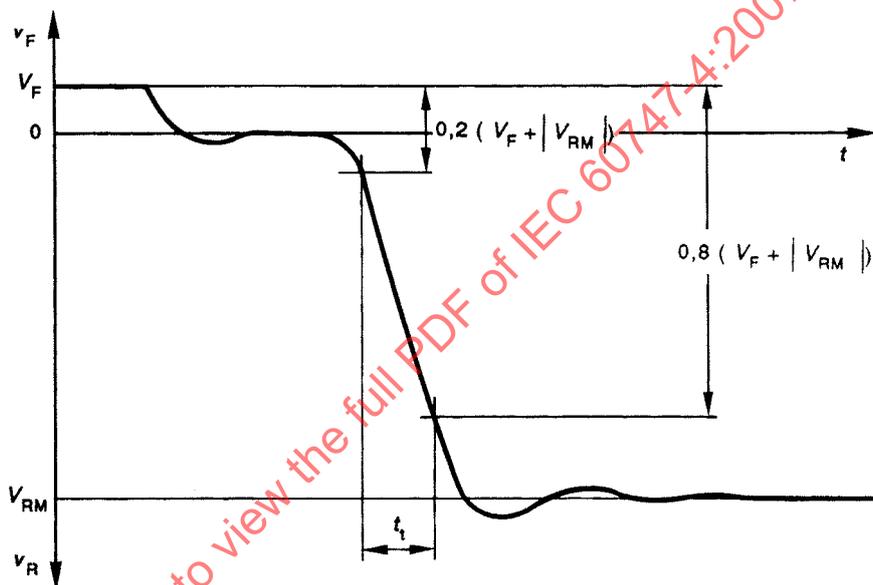
Les diodes à retour rapide peuvent être spécifiées soit comme des dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée ou, s'il y a lieu, comme les deux à la fois.

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.

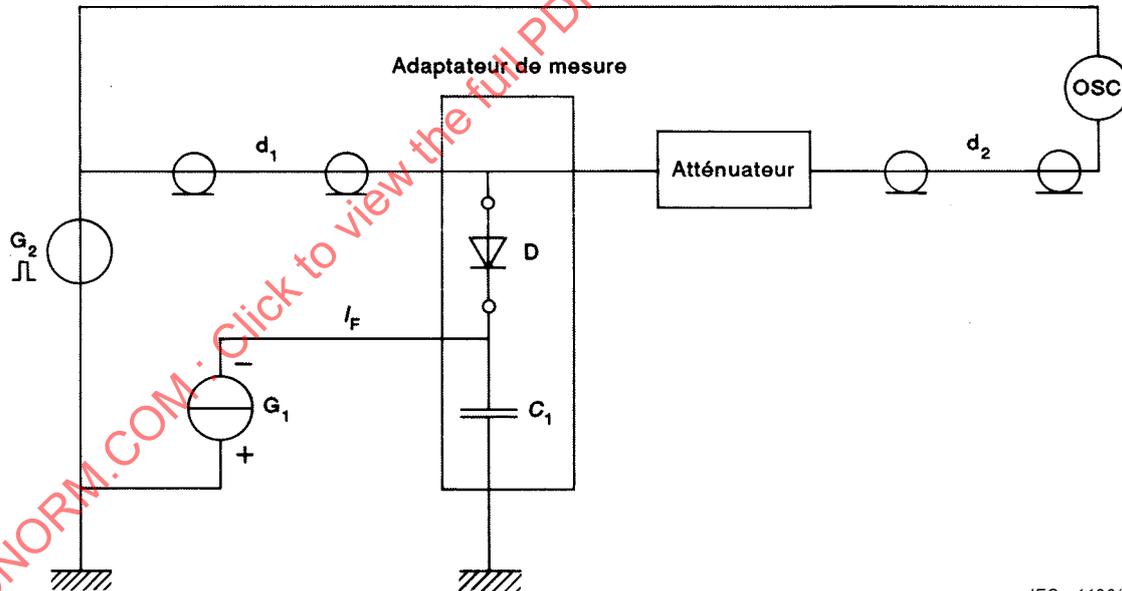
3.2.4 Méthodes de mesure

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 (50Ω) 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 50Ω ; 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:

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

où

c est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans le vide;

ε_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).

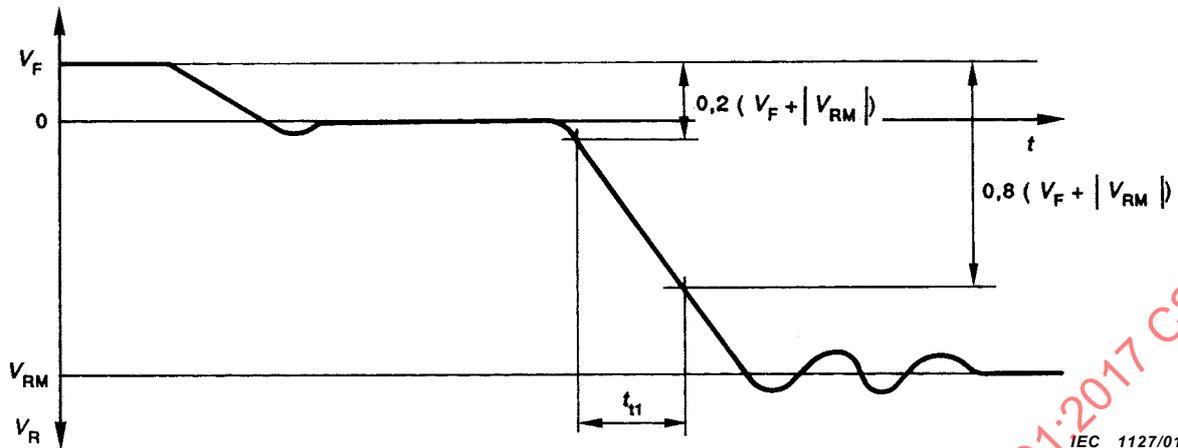


Figure 20 – Intervalle de temps (t_{t1})

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

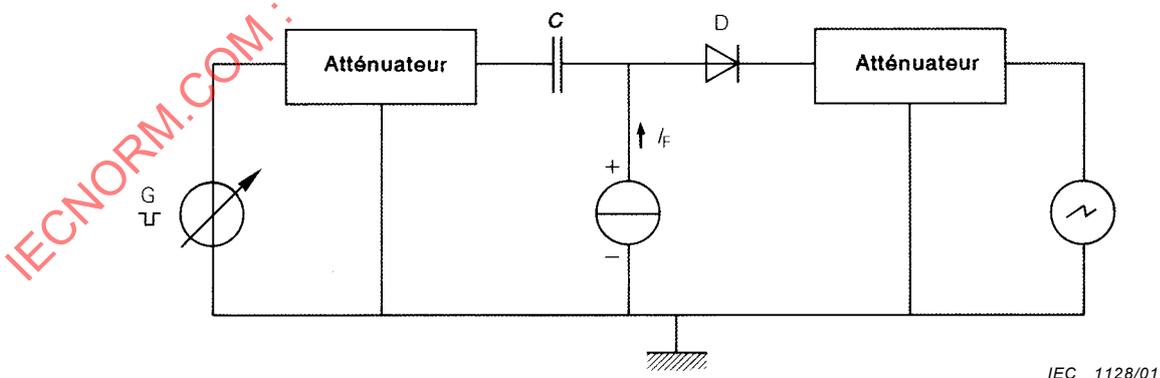
- Courant direct (I_F)
- Tension inverse (V_{RM})
- Impédance caractéristique de la ligne (Z_0), si autre que 50Ω .
- Inductance du boîtier de la diode à mesurer (L_{sc}).
- Charge stockée (Q_s).

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 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 50Ω 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 50Ω 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.

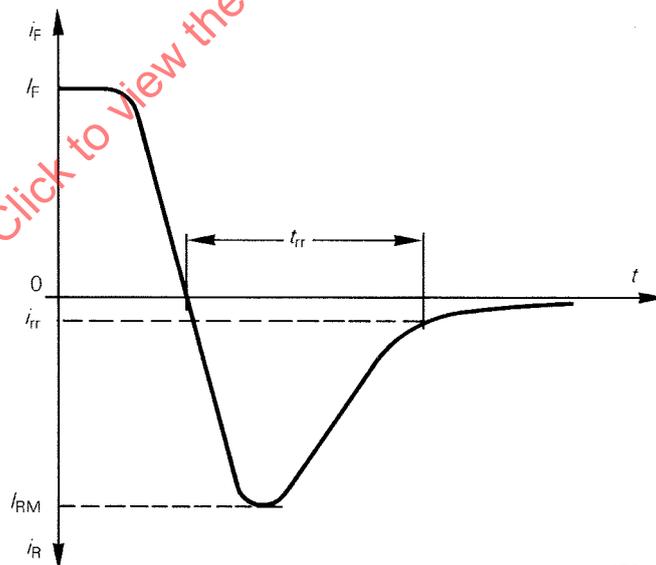
e) *Procédure de mesures*

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.).

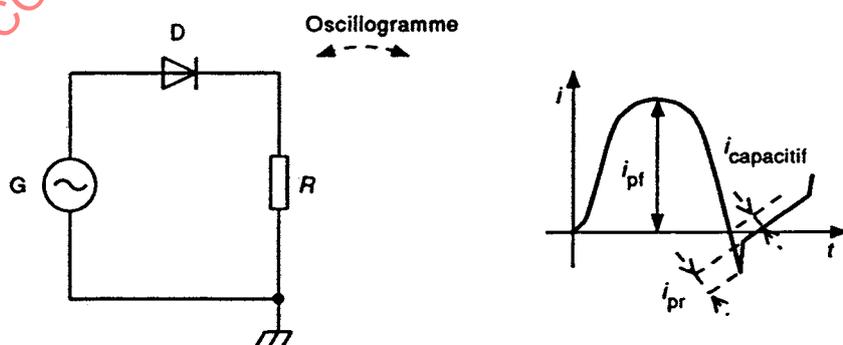
3.2.4.3.2 Principe de mesure

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

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 ψ de la diode.

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



IEC 1140/01

Figure 23 – 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 $i_{pr} > i_{capacitif}$

où

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

f est la fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales G;

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

i_{pf} est la valeur crête du courant direct;

Ψ est la tension directe;

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

3.2.4.3.3 Schéma

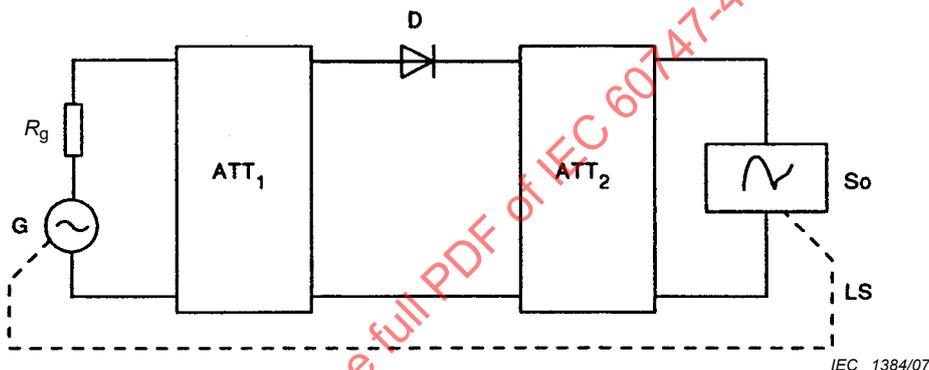


Figure 24 – Circuit pour la mesure de la durée de vie effective des porteurs en excès

où

G est le générateur de tension sinusoïdale de fréquence f ;

R_g est la résistance interne du générateur d'ondes sinusoïdales;

ATT₁ est l'atténuateur, $Z_0 = R_g$;

D est la diode en essai;

ATT₂ est l'atténuateur, $Z_0 = R_g$;

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

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 ATT₂.

La valeur de i_{pr} est égale à la différence entre la valeur crête du courant inverse et la valeur extrapolée du courant capacitif. La valeur de τ est calculée selon la formule donnée en 3.2.4.3.2, après avoir déterminé la valeur de E_p et la valeur de ψ (par exemple avec un traceur de courbe).

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

$$E_p = 2\sqrt{2} \times e_{rms} \left(e_{rms} = \frac{V_{rms}}{10^{(ATT1/20)}} \right)$$

Attention: Il convient de s'assurer que:

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

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

Exemple: Etant donné

$$R_g = 50 \Omega$$

$$V_{eff} = 10 V$$

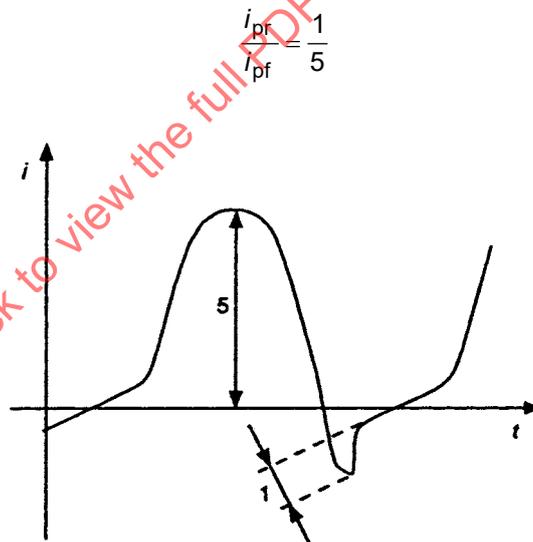
$$f = 54 MHz$$

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

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

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

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



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 τ 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:

- $\pm 0,1$ % pour les mesures à faible puissance imposées par les conditions en petits signaux, et
- ± 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
+	+
+	+
+	+
+	
+	
+	+
+	+
+	+
	+

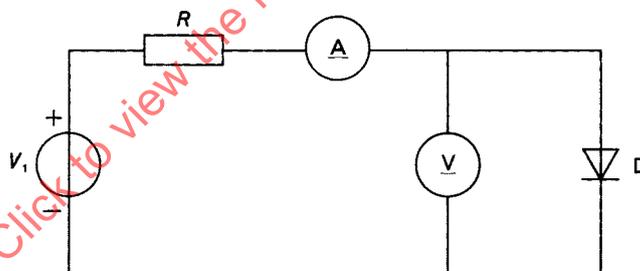
Catégories	
1	2
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+
+	+

- 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**

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)

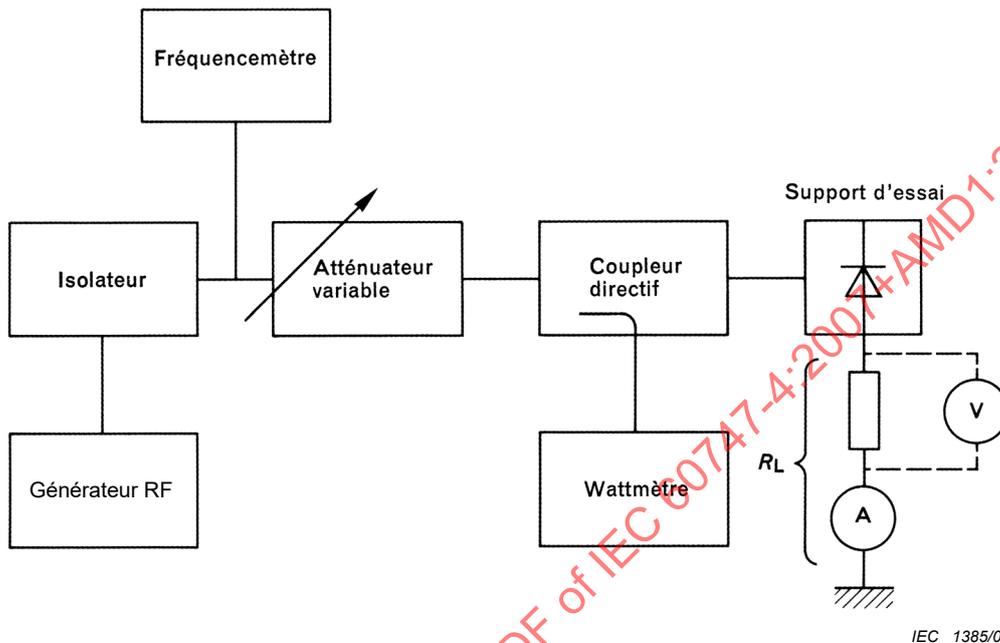
On mesure le courant inverse, la diode fonctionnant dans des conditions déterminées, en utilisant la méthode décrite en 3.1.4.1.

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 Ω .

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

4.1.4.3.4 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 .

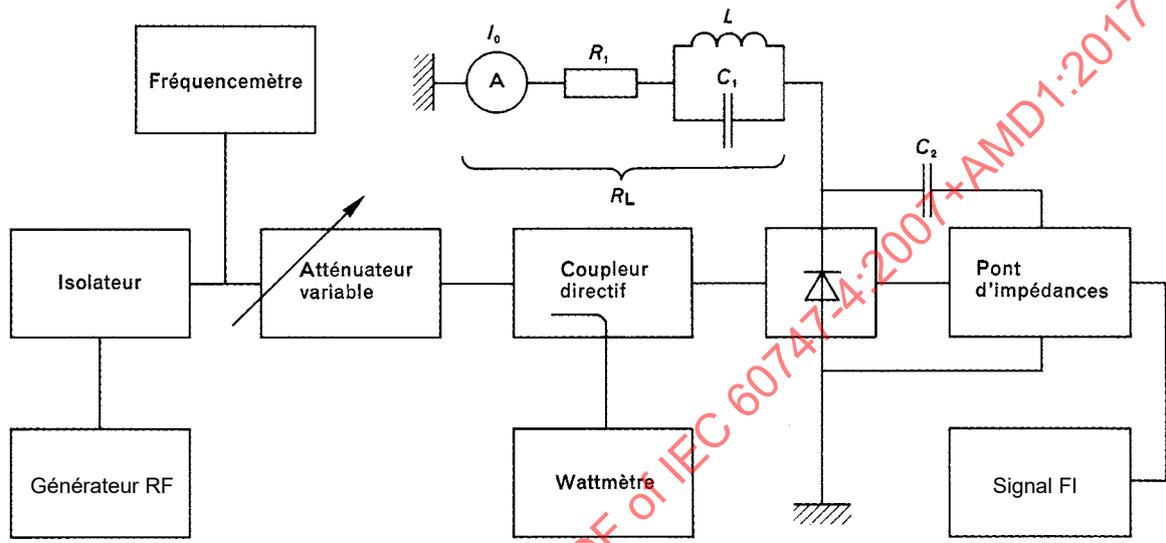
4.1.4.4 Impédance pour la fréquence intermédiaire (Z_{if})

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

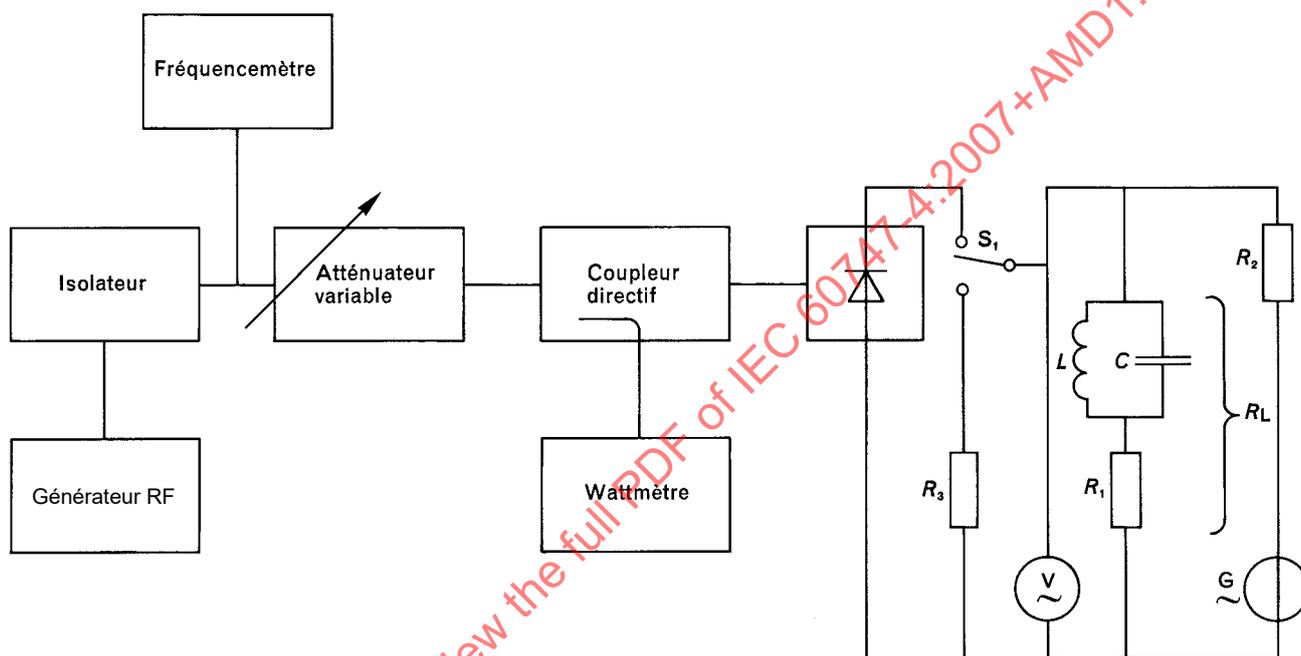
Placer la diode dans le support de mesure.

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} .

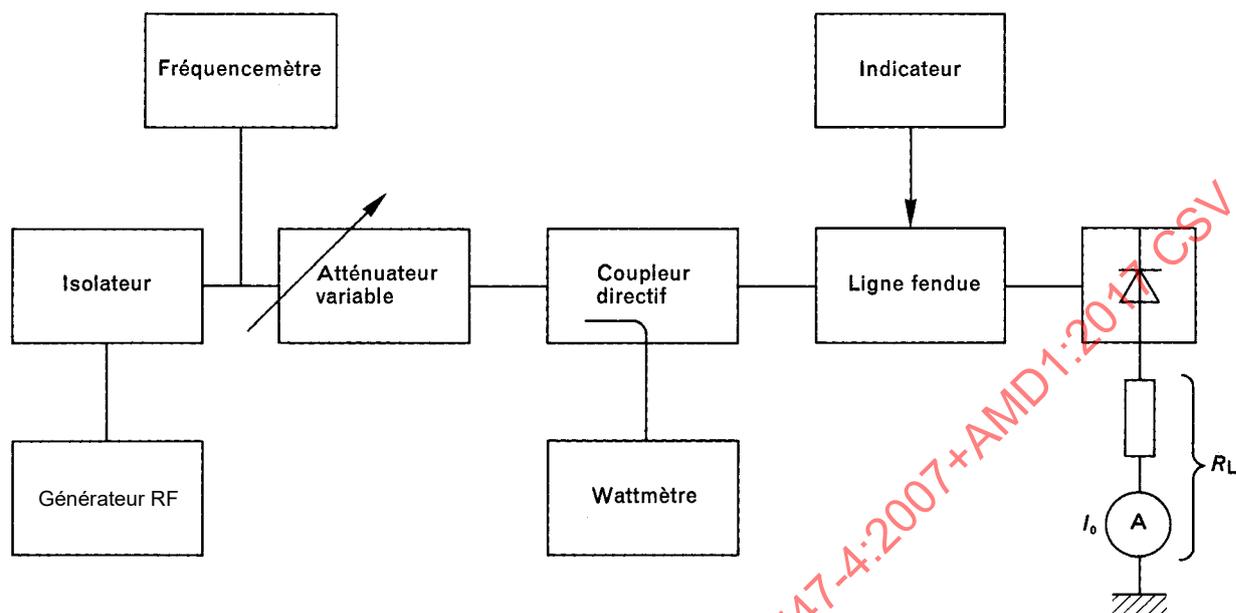
On peut, par ailleurs, à la place du commutateur S_1 et de la résistance de référence R_3 , introduire un certain nombre de résistances étalonnées ayant des valeurs convenables dans la gamme d'impédances FI dans le dispositif de montage de la diode et étalonner en conséquence le voltmètre de sortie.

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 réfléchiée sur la diode (réflectomètre). Si P_i est la puissance hyperfréquence incidente appliquée à la diode et P_r la puissance réfléchiée, 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 réfléchiée) 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 réfléchiée, 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⁻¹;

T_0 est la température absolue, en kelvins (on prend par commodité 293 ± 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

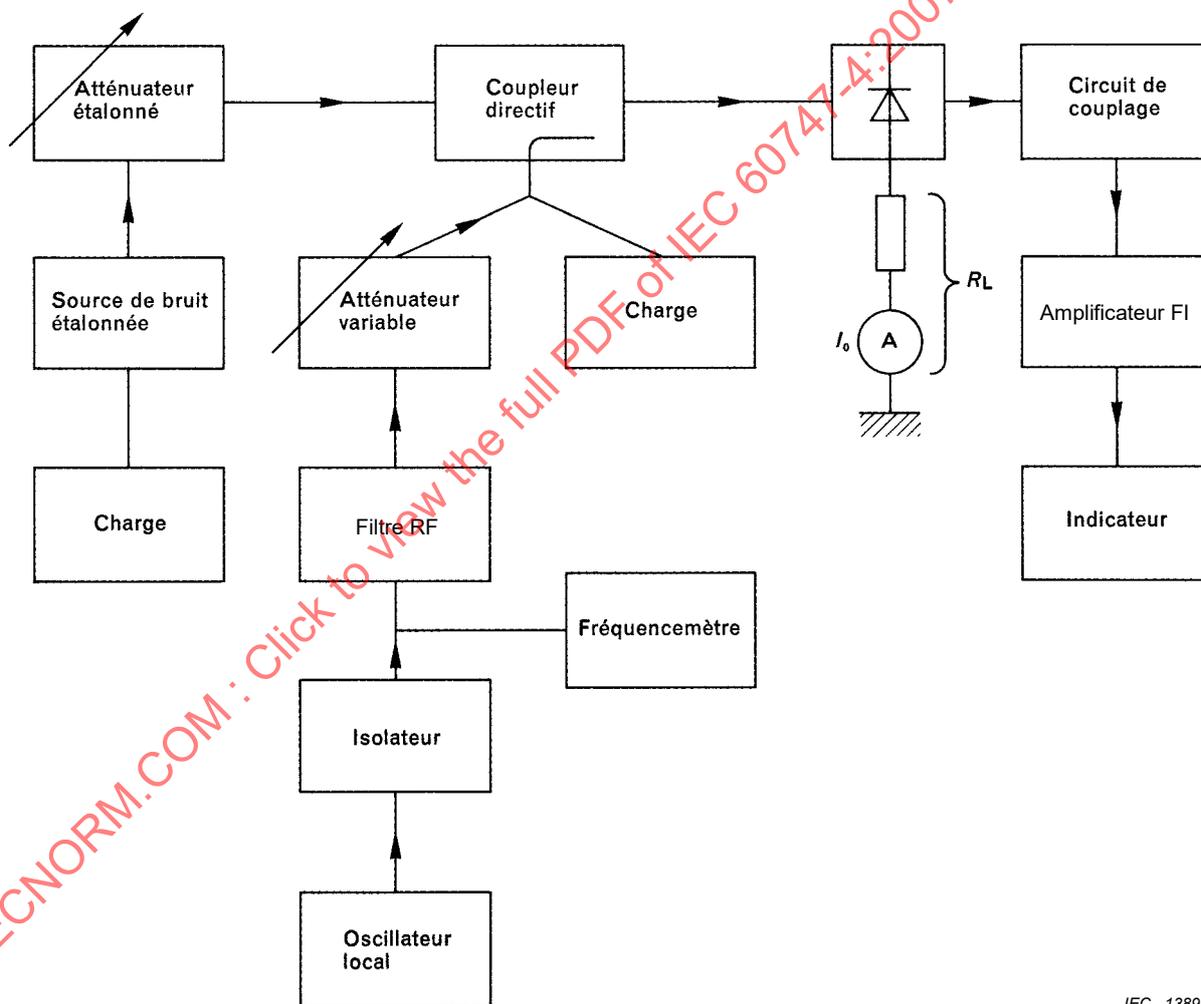


Figure 31 – Circuit pour la mesure du facteur de bruit total

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, réfléchi par le plasma gazeux. Pour éliminer les erreurs qui peuvent être introduites par une modification des conditions d'adaptation de la source de bruit entre un tube générateur de bruit, suivant que le filament est alimenté ou non, il est préférable de mettre la source de bruit en service au moyen d'un atténuateur étalonné, de sorte que le tube générateur de bruit soit toujours dans le même état.

Il peut être nécessaire de régler les sources de polarisation.

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 étalonné de façon à doubler la puissance de sortie, on règle l'atténuateur RF à l'atténuation nulle et l'atténuateur FI pour ramener le niveau de puissance en sortie lu sur l'indicateur à sa valeur d'origine.

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

où a_{if} est l'atténuation FI

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:

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

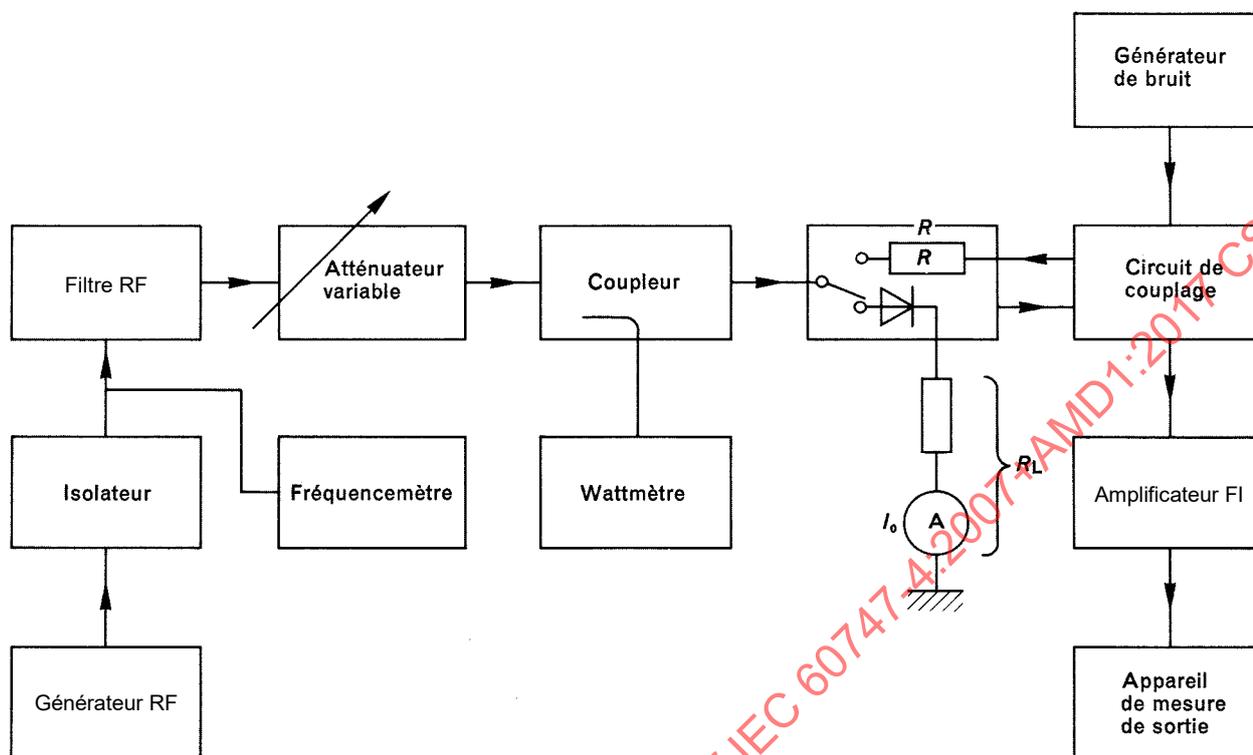
4.1.4.7 Rapport de température de bruit en sortie

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⁻¹);

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

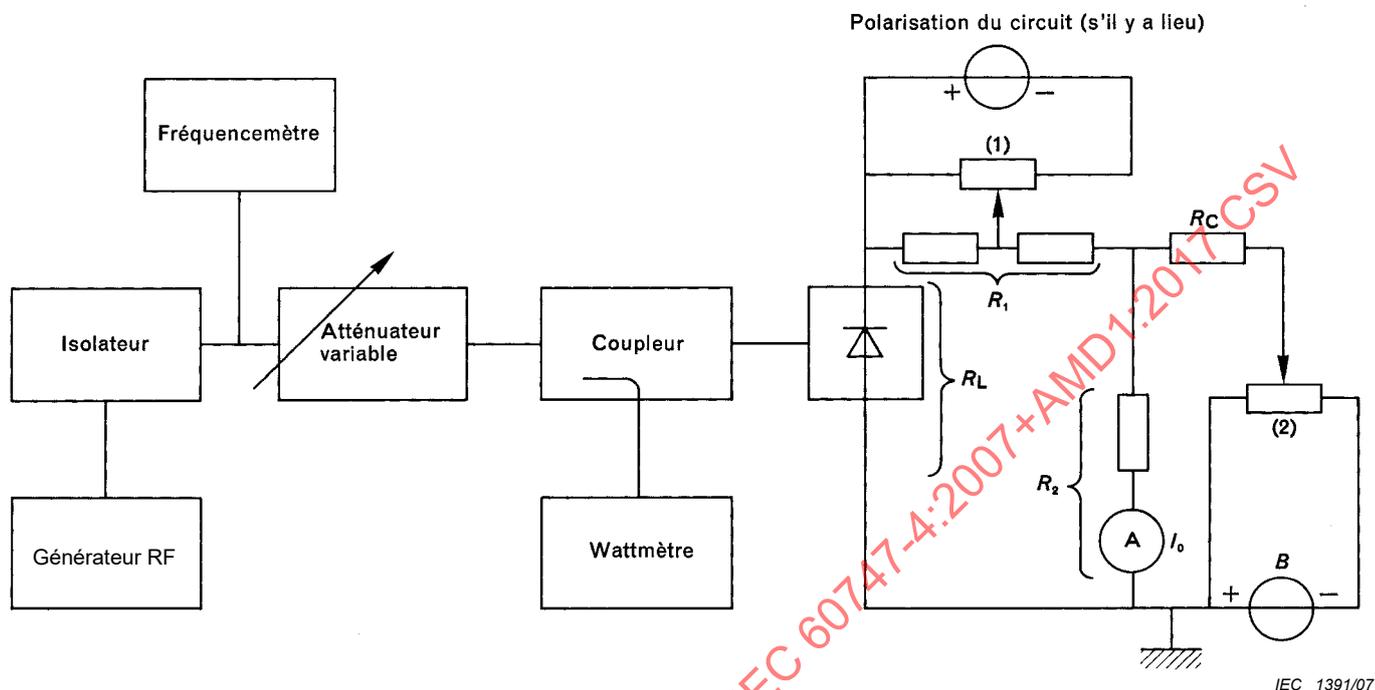


Figure 33 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode d'accroissement continu

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_o) doivent pouvoir indiquer de faibles variations avec précision. On peut aussi utiliser un atténuateur variable de précision pour provoquer une variation connue de la puissance hyperfréquence.

R_c doit être supérieure à 100 k Ω . En variante, on peut aussi substituer à l'ensemble résistance-pile- potentiomètre n° 2 une source de courant constant réglée électroniquement. La résistance entre le mélangeur et le curseur du potentiomètre n° 1 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_o). Faire varier la puissance hyperfréquence appliquée d'une faible quantité (ΔP) et mesurer la petite variation correspondante du courant redressé (ΔI_o).

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

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

où

ΔP est la faible variation de la puissance hyperfréquence;

ΔI_0 est la variation correspondante du courant redressé;

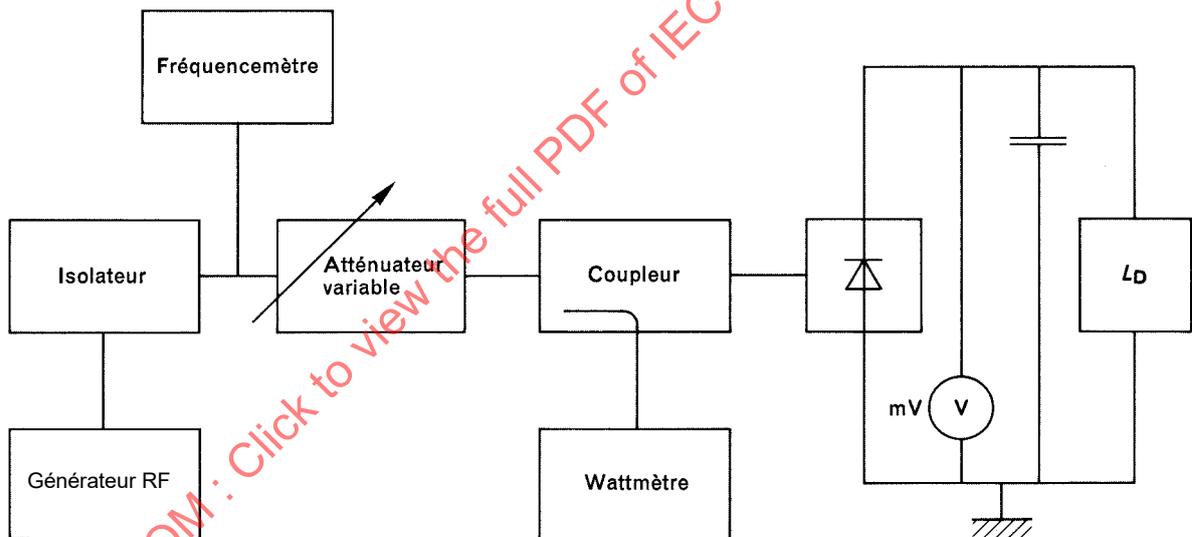
P_0 est la puissance moyenne $P + \frac{\Delta P}{2}$;

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:

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

(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.

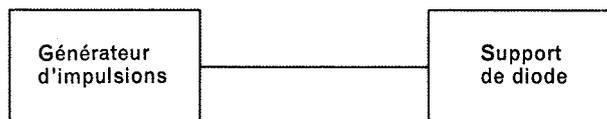
Cependant, si on utilise la méthode par modulation d'amplitude pour effectuer des mesures absolues, il est indispensable de mesurer exactement *m*, *P* et *R_L*.

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 4×10^{-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) = 8×10^{-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 Δf_{on}

Variation de la fréquence en fonction de la température $\Delta f_{(\Delta T)}$

Variation de la puissance de sortie en fonction de la température $\Delta P_{o(\Delta T)}$

Variation de la fréquence en fonction de l'impédance de charge (pour un oscillateur) $\Delta f_{(\Delta Z)}$

Variation de la puissance de sortie en fonction de l'impédance de charge $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Bande de synchronisation

Gamme de fréquences des signaux injectés pour laquelle il y a asservissement de l'oscillateur

Fréquence minimale de synchronisation f_{minL}

Fréquence maximale de synchronisation f_{maxL}

Rendement de conversion d'un oscillateur η , η_{OSC}

Rapport de la puissance RF de sortie à la puissance d'entrée en continu

Rendement dans le cas de puissance ajout (cas d'un amplificateur ou d'un oscillateur asservi utilisé en modulation de fréquence) η , η_{add}

Rapport de la différence entre la puissance RF de sortie et la puissance d'entrée à la puissance continue d'entrée

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 convention de l'air naturel et affecté en rien par des surfaces réfléchissantes et rayonnantes

température de fonctionnement du corps de la structure résonante

T_{MB}

température mesurée dans les conditions de fonctionnement à un point de référence spécifié à la surface du corps de la structure résonante

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)

Δf_{on}

dérive de fréquence qui se produit entre une valeur initiale à l'instant de l'application de la puissance et sa valeur finale en régime stable

NOTE Pour les spécifications, il faut indiquer comment la valeur initiale de la fréquence est définie.

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 l'IEC 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).

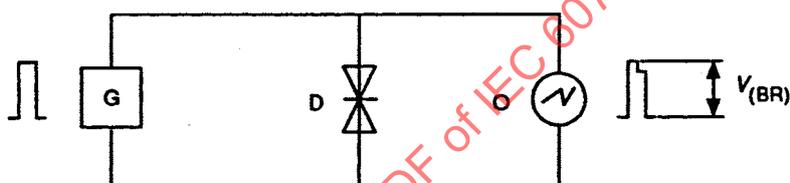
6.4 Méthodes de mesure

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

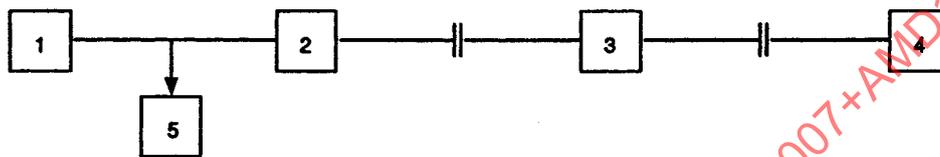
La durée d'impulsion et le coefficient d'utilisation doivent être choisis de manière à empêcher tout changement permanent des caractéristiques qui entraînerait la destruction du dispositif.

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



IEC 1144/01

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.

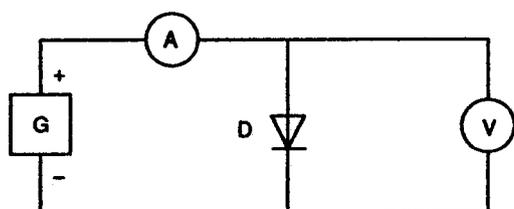
6.4.3 Résistance

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

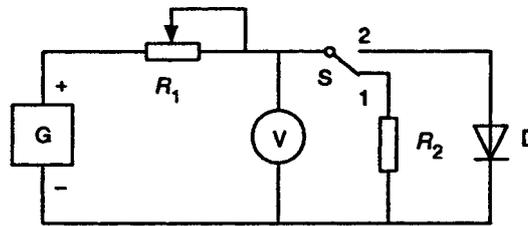
R est la résistance de la diode à mesurer;

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 l'IEC 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 l'IEC 60747-16-2:2002.~~

puissance RF mesurée au port de sortie

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

η_{add}

Voir 8.2.15.

7.2.5

rendement du collecteur

η_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 l'IEC 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 l'IEC 60747-7:2000.

NOTE 2 Le symbole « Γ_{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 l'IEC 60747-1:2006).

7.2.11

fréquence maximale d'oscillation

f_{max}

Voir 3.4.14 de l'IEC 60747-7:2000.

7.2.12**fréquence de transition** f_T

Voir 3.4.15 de l'IEC 60747-7:2000.

7.2.13**fréquence du rapport de transfert unité du courant** f_1

Voir 3.4.16 de l'IEC 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_n» 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_n» 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 P_n/P_1

Voir 3.7 de l'IEC 60747-16-1:2007.

rapport de la composante du $n^{\text{ième}}$ ordre de la puissance de sortie à la composante fondamentale de la puissance de sortieNote 1 to entry: L'abréviation «IMD_n» est encore d'usage courant pour la distorsion d'intermodulation du $n^{\text{ième}}$ ordre.

7.2.20

tolérance de charge non adaptée

ψ_L

TOS maximal de la charge dans la plage dans laquelle le dispositif amplifie le signal d'entrée sans oscillation, ni intensité parasite, ni discontinuité de la réponse en fréquence pour tous les angles de phase dans des conditions spécifiées

7.2.21

tolérance de source non adaptée

ψ_S

TOS maximal de la source dans la plage dans laquelle le dispositif amplifie le signal d'entrée sans oscillation, ni intensité parasite, ni discontinuité de la réponse en fréquence pour tous les angles de phase dans des conditions spécifiées

7.2.22

robustesse de charge non adaptée

ψ_R

TOS maximal de la charge dans la plage dans laquelle le dispositif supporte la charge non adaptée sans dégradation pour tous les angles de phase dans des conditions spécifiées

7.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

7.3.1 Généralités

Ce paragraphe donne les valeurs limites et les caractéristiques requises pour spécifier des transistors bipolaires hyperfréquences.

Les transistors bipolaires hyperfréquences sont divisés en deux catégories:

- catégorie A: dispositifs de puissance;
- catégorie B: dispositifs de signaux faible puissance.

7.3.2 Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues)

7.3.2.1 Valeurs limites électriques

Les valeurs limites doivent être spécifiées comme cela est indiqué dans le Tableau 1 ci-dessous:

Tableau 1 – Valeurs limites électriques

Paragraphe	Paramètres	Min.	Max.
7.3.2.1.1	Tension collecteur-base avec courant d'émetteur nul, V_{CBO}		+
7.3.2.1.2	Tension collecteur-émetteur avec courant de base nul, V_{CEO}		+
7.3.2.1.3	Tension émetteur-base avec courant de collecteur nul, V_{EBO}		+
7.3.2.1.4	Courant de collecteur, I_C		+
7.3.2.1.5	Température de stockage, T_{stg}	+	+
7.3.2.1.6	Température de jonction, T_J		+
7.3.2.1.7	Soit dissipation de puissance totale, P_{tot} ou dissipation de puissance du collecteur, P_C		+

7.3.2.2 Caractéristiques

Les caractéristiques doivent être données à 25 °C sauf indication contraire.

7.3.2.2.1 Caractéristiques en continu

Les paramètres doivent être spécifiés pour correspondre à des catégories comme cela est indiqué dans le Tableau 2 ci-dessous.

Tableau 2 – Caractéristiques en continu

Paragraphe	Paramètres	Min.	Typ.	Max.	Catégories	
					A	B
7.3.2.2.1.1	Courant de coupure collecteur-base, I_{CBO}	+		+	+	+
7.3.2.2.1.2	Courant de coupure émetteur-base, I_{EBO}	+		+	+	+
7.3.2.2.1.3	Courant de coupure collecteur-émetteur, I_{CEO} (s'il y a lieu)	+		+	+	+
7.3.2.2.1.4	Valeur statique du rapport de transfert du courant direct émetteur commun, h_{21E}	+		+	+	+
7.3.2.2.1.5	Résistance thermique jonction-boîtier, $R_{th(j-c)}$			+	+	
7.3.2.2.1.6	Tension de claquage collecteur-base avec courant d'émetteur nul, $V_{(BR)CBO}$ (s'il y a lieu)	+	+		+	+
7.3.2.2.1.7	Tension de claquage émetteur-base avec courant d'émetteur nul, $V_{(BR)EBO}$ (s'il y a lieu)	+	+		+	+
7.3.2.2.1.8	Tension de claquage collecteur-émetteur avec courant d'émetteur nul, $V_{(BR)CEO}$ (s'il y a lieu)	+	+		+	+

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

7.3.2.2.2 Caractéristiques RF

Les paramètres doivent être spécifiés pour correspondre à des catégories comme cela est indiqué dans le Tableau 3 ci-dessous:

Tableau 3 – Caractéristiques RF

Paragraphe	Paramètres	Min.	Typ.	Max.	Catégories	
					A	B
7.3.2.2.2.1	Capacité de transfert inverse émetteur commun, C_{re} (s'il y a lieu)		+	+		+
7.3.2.2.2.2	Capacité de sortie base commune, C_{obs} (s'il y a lieu)		+	+		+
7.3.2.2.2.3	Capacité base-collecteur, C_{cb} (s'il y a lieu)		+	+		+
7.3.2.2.2.4	Soit puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB, $P_{o(1dB)}$ ou puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée, P_o	+	+		+	
7.3.2.2.2.5	Gain en puissance pour 1 dB de compression du gain, $G_{p(1dB)}$	+	+		+	
7.3.2.2.2.6	Rendement en puissance ajouté, η_{add} (s'il y a lieu)	+	+		+	
7.3.2.2.2.7	Rendement du collecteur, ζ_c (s'il y a lieu)	+	+		+	
7.3.2.2.2.8	Facteur de bruit, F		+	+		+
7.3.2.2.2.9	Gain associé, G_{as}	+	+			+
7.3.2.2.2.10	Facteur de bruit minimal, F_{min} (s'il y a lieu)		+	+		+
7.3.2.2.2.11	Facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal, r_{Fmin} (s'il y a lieu)		+			+
7.3.2.2.2.12	Résistance équivalente du bruit d'entrée, R_n (s'il y a lieu)		+			+
7.3.2.2.2.13	Fréquence maximale d'oscillation, f_{max} (s'il y a lieu)		+			+
7.3.2.2.2.14	Fréquence de transition, f_T (s'il y a lieu)		+			+
7.3.2.2.2.15	Fréquence du rapport de transfert unité du courant, f_1 (s'il y a lieu)		+			+

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

Tableau 3 (suite)

Paragraphe	Paramètres	Min.	Typ.	Max.	Catégories	
					A	B
7.3.2.2.2.16	Soit: Gain maximal disponible, $G_{a(max)}$ ou gain maximal stable, G_{ms} ou gain d'insertion, $ S_{21e} ^2$	+	+			+
7.3.2.2.2.17	Soit: Puissance d'entrée au point d'interception (pour les produits d'intermodulation), $P_{i,n(IP)}$ ou puissance de sortie au point d'interception (pour les produits d'intermodulation), $P_{o,n(IP)}$ ou distorsion d'intermodulation, $-P_4/P_3$, P_n/P_1 (s'il y a lieu)		+		+	
7.3.2.2.2.18	Tolérance de charge non adaptée, ψ_L (s'il y a lieu)			+	+	
7.3.2.2.2.19	Tolérance de source non adaptée, ψ_S (s'il y a lieu)			+	+	
7.3.2.2.2.20	Robustesse de charge non adaptée, ψ_R (s'il y a lieu)			+	+	

7.4 Méthodes de mesure

7.4.1 Généralités

Les méthodes de mesure des transistors à effet de champ s'appliquent en remplaçant les termes et les symboles des transistors bipolaires présentés en 7.4.3.3, 7.4.3.4, 7.4.3.5, 7.4.3.6, 7.4.3.7, 7.4.3.8 et 7.4.3.9 conformément aux règles de remplacement présentées dans les Tableaux 4 et 5 ou 6. Le courant de base constant, dans le Tableau 5, ou la tension de base constante, dans le Tableau 6, est utilisé convenablement.

Tableau 4 – Règle de remplacement des termes

Termes à remplacer	Termes à remplacer par
Transistor à effet de champ	Transistor bipolaire
Tension grille-source, V_{GS}	Tension base-émetteur, V_{BE}
Tension grille-source au blocage	Courant de coupure base-émetteur
Tension drain-source, V_{DS}	Tension collecteur-base, V_{CE}
Courant de drain, I_D	Courant de collecteur, I_C

Tableau 5 – Règle de remplacement des symboles dans le cas du courant de base constant

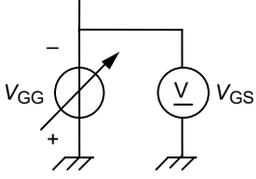
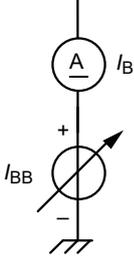
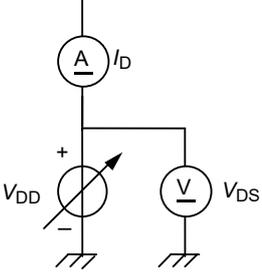
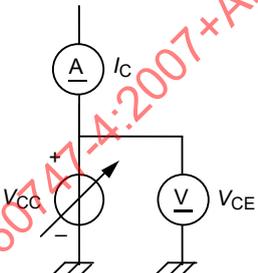
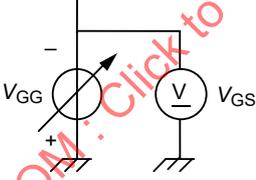
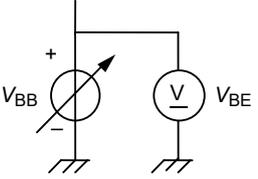
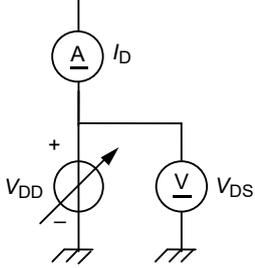
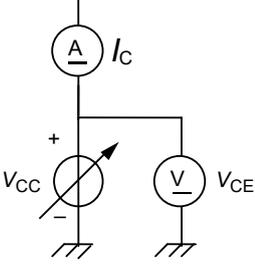
Symboles à remplacer	Symboles à remplacer par
	
	

Tableau 6 – Règle de remplacement des symboles dans le cas de la tension de base constante

Symboles à remplacer	Symboles à remplacer par
	
	

7.4.2 Caractéristiques en continu

7.4.2.1 Tension de claquage collecteur-base avec courant d'émetteur nul ($V_{(BR)CBO}$), tension de claquage émetteur-base avec courant de collecteur nul ($V_{(BR)EBO}$) et tension de claquage collecteur-émetteur avec courant de base nul ($V_{(BR)CEO}$)

Les méthodes de mesure de $V_{(BR)CBO}$ et $V_{(BR)EBO}$ présentées en 6.1.10 de la IEC 60747-7:2000 sont applicables. Les méthodes de mesure de $V_{(BR)CEO}$ s'appliquent en intervertissant convenablement les bornes de base et d'émetteur dans 6.1.10.2 de l'IEC 60747-7:2000.

7.4.2.2 Courant de coupure collecteur-base (I_{CBO}), courant de coupure émetteur-base (I_{EBO}) et courant de coupure collecteur-émetteur (I_{CEO})

Les méthodes de mesure présentées en 6.1.2.1, 6.1.2.2 et 6.1.3 de l'IEC 60747-7:2000 s'appliquent.

7.4.2.3 Valeur statique du rapport de transfert du courant direct émetteur commun (h_{21E})

La méthode de mesure présentée en 6.2.7 de l'IEC 60747-7:2000 s'applique.

7.4.2.4 Résistance thermique jonction-boîtier ($R_{th(j-c)}$)

La méthode de mesure présentée en 6.1.11 de l'IEC 60747-7:2000 s'applique.

7.4.3 Caractéristiques RF

7.4.3.1 Capacité de transfert inverse émetteur commun (C_{re})

La méthode de mesure présentée en 6.1.8.2 de l'IEC 60747-7:2000 s'applique en remplaçant le terme «capacité collecteur-base, C_{cb} » par «capacité de transfert inverse émetteur commun, C_{re} ».

NOTE Le terme «capacité collecteur-base, C_{cb} » est identique à la capacité de transfert inverse émetteur commun.

7.4.3.2 Capacité de sortie base commune (C_{ob})

La méthode de mesure présentée en 6.1.8.1 de l'IEC 60747-7:2000 s'applique.

7.4.3.3 Puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée (P_o)

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.1 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 4 et 5 ou 6. Il convient d'ajouter «Type de tension de polarisation de la base» aux conditions spécifiées.

7.4.3.4 Puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB ($P_{o(1dB)}$)

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.2 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 4 et 5 ou 6. Il convient d'ajouter «Type de tension de polarisation de la base» aux conditions spécifiées.

7.4.3.5 Gain en puissance pour 1 dB de compression du gain ($G_{p(1dB)}$)

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.3 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 4 et 5 ou 6. Il convient d'ajouter «Type de tension de polarisation de la base» aux conditions spécifiées.

7.4.3.6 Rendement en puissance ajouté (η_{add})

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.4 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 4 et 5 ou 6. Il convient d'ajouter «Type de tension de polarisation de la base» aux conditions spécifiées.

7.4.3.7 Rendement du collecteur (η_c)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.6 s'applique en remplaçant le terme « η_{add} » par « η_c » qui est donné par l'équation (26).

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

où

V_{CE} est la tension collecteur-émetteur en volts;

I_C est le courant du collecteur en ampères;

P_o est la puissance de sortie en watts.

7.4.3.8 Facteur de bruit (F) et gain associé (G_{as})

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.6 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 4 et 5 ou 6.

Il convient d'ajouter «Type de tension de polarisation de la base» aux conditions spécifiées.

7.4.3.9 Facteur de bruit minimal (F_{min}), résistance de bruit d'entrée équivalente (R_n) et facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal (r_{GFmin})

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.7 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 4 et 5 ou 6.

Il convient d'ajouter «Type de tension de polarisation de la base» aux conditions spécifiées.

7.4.3.10 Paramètres de diffusion (S_{ij})

Deux méthodes de mesure sont données:

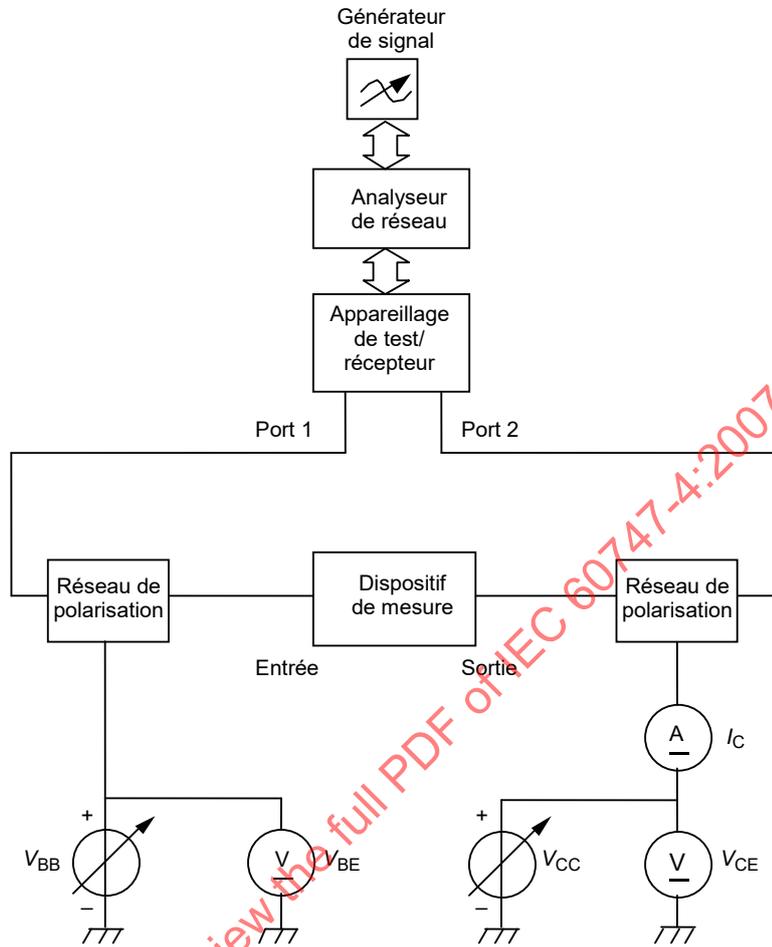
- Méthode 1: en utilisant des instruments et des composants de base;
- Méthode 2: en utilisant un analyseur de réseau. Cette méthode est préférable pour les hyperfréquences.

7.4.3.10.1 Méthode de mesure 1

La méthode de mesure présentée en 6.1.13.6 de l'IEC 60747-7:2000 s'applique.

7.4.3.10.2 Méthode de mesure 2

7.4.3.10.2.1 Schéma



IEC 1393/07

NOTE Ce schéma représente un exemple de configuration émetteur commun. Dans ce cas, le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme tension de polarisation de la base.

Figure 40 – Schéma du circuit de mesure des paramètres de diffusion

7.4.3.10.2.2 Principe de mesure

Les paramètres de diffusion sont définis par l'équation suivante:

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

où a_1 et a_2 sont les quantités d'ondes incidentes, b_1 et b_2 sont les quantités d'ondes réfléchies. Ces paramètres s'expriment en (Watt)^{1/2}. Voir Figure 41.

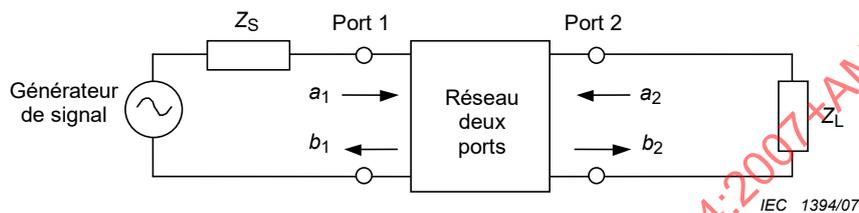


Figure 41 – Ondes incidentes et réfléchies dans un réseau à deux ports

Chaque paramètre de diffusion est défini par les équations suivantes:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} \quad (\text{coefficient de réflexion d'entrée}) \quad (28)$$

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

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

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

Raccorder le port de sortie à une impédance égale à l'impédance caractéristique du système de mesure équivaut à régler $a_2 = 0$. Raccorder le port d'entrée à une impédance égale à l'impédance caractéristique du système de mesure équivaut à régler $a_1 = 0$.

7.4.3.10.2.3 Description et exigences du circuit

Le port d'entrée du dispositif à mesurer est raccordé au port 1 de l'analyseur de réseau et le port de sortie est raccordé au port 2.

7.4.3.10.2.4 Précautions à prendre

Il convient d'éliminer les oscillations pendant ces mesures.

7.4.3.10.2.5 Procédure de mesures

La fréquence de l'analyseur de réseau doit être réglé à la valeur spécifiée.

La puissance de sortie de l'analyseur de réseau doit être réglée à la valeur appropriée de telle sorte que la puissance d'entrée spécifiée soit appliquée au dispositif à mesurer.

L'analyseur de réseau doit être étalonné sur le plan de référence spécifié.

Le dispositif à mesurer doit être connecté dans la configuration de mise à la terre spécifiée entre le port 1 et le port 2 de l'analyseur de réseau.

La polarisation dans les conditions spécifiées doit être appliquée au dispositif à mesurer.

La puissance d'entrée spécifiée doit être appliquée du port 1 au dispositif à mesurer.

Les quantités d'onde a_1 , b_1 et b_2 sont mesurées, et S_{11} et S_{21} sont calculés par les équations (28) et (29).

La puissance d'entrée spécifiée doit être appliquée du port 2 au dispositif à mesurer.

Les quantités d'onde a_2 , b_1 et b_2 sont mesurées, et S_{12} et S_{22} sont calculés par les équations (30) et (31).

7.4.3.10.2.6 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Fréquence de mesure
- Puissance d'entrée
- Plan de référence
- Configuration de la mise à la terre
- Conditions de polarisation

7.4.3.11 Fréquence maximale d'oscillation (f_{\max})

7.4.3.11.1 But

Mesurer la fréquence maximale d'oscillation d'un transistor dans les conditions spécifiées.

7.4.3.11.2 Schéma

Voir le schéma du circuit pour la mesure des paramètres de diffusion représenté en 7.4.3.10.

7.4.3.11.3 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.11.4 Précautions à prendre

Voir les précautions à prendre indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.11.5 Principe de mesure

Mesurer les quatre paramètres et calculer le gain unilatéral maximal $G_{u(\max)}$ comme suit:

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

La fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}) est la fréquence où $|G_{u(\max)}|$ vaut 1.

7.4.3.11.6 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures pour les paramètres de diffusion S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} indiqués en 7.4.3.10.

Obtenir la fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}), selon la priorité suivante.

a) cas 1

Calculer $G_{u(\max)}$ au moyen de l'équation (32) en utilisant les paramètres de diffusion mesurés.

La fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}) est la fréquence où $|G_{u(\max)}|$ vaut 1.

b) cas 2

Si la fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}) dépasse la fréquence mesurée, un circuit équivalent en petits signaux du transistor est utilisé pour calculer les paramètres de diffusion et $G_{u(\max)}$.

Les valeurs des éléments du circuit équivalent en petits signaux sont extraites des paramètres de diffusion mesurés.

Les paramètres de diffusion et $G_{u(\max)}$ du circuit équivalent en petits signaux sont calculés au-delà de la fréquence qui satisfait $|G_{u(\max)}| < 1$.

La fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}) est la fréquence où $|G_{u(\max)}|$ vaut 1.

c) cas 3

Si la fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}) dépasse la fréquence mesurée et un circuit équivalent en petits signaux n'est pas disponible, on peut utiliser une extrapolation à - 6 dB/octave.

La fréquence de mesure la plus élevée f doit être choisie.

La fréquence maximale d'oscillation (f_{\max}) se calcule comme suit:

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

7.4.3.11.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Conditions de polarisation

7.4.3.12 Fréquence de transition (f_T)

7.4.3.12.1 But

Mesurer la fréquence de transition d'un transistor dans les conditions spécifiées.

7.4.3.12.2 Schéma

Voir le schéma du circuit pour la mesure des paramètres de diffusion représenté en 7.4.3.10.

7.4.3.12.3 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.12.4 Précautions à prendre

Voir les précautions à prendre indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.12.5 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures pour les paramètres de diffusion S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} indiqués en 7.4.3.10.

Mesurer les quatre paramètres de diffusion et calculer h_{21} au moyen de l'équation de h_{21} indiquée en 3.5.3.2 de l'IEC 60747-7:2000.

La gamme de fréquences de mesure doit inclure la fréquence à laquelle $|h_{21}|$ diminue à environ 6 dB/octave.

La fréquence convenable f doit être choisie dans la gamme de fréquences dans laquelle $|h_{21}|$ diminue à environ 6 dB/octave.

La fréquence de transition se calcule comme suit:

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

7.4.3.12.6 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Conditions de polarisation

7.4.3.13 Fréquence du rapport de transfert unité du courant (f_1)

7.4.3.13.1 But

Mesurer la fréquence du rapport de transfert unité du courant d'un transistor dans les conditions spécifiées.

7.4.3.13.2 Schéma

Voir le schéma du circuit pour la mesure des paramètres de diffusion représenté en 6.1.13.6 de l'IEC 60747-7:2000.

7.4.3.13.3 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.13.4 Précautions à prendre

Voir les précautions à prendre indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.13.5 Principe de mesure

Mesurer les quatre paramètres de diffusion et calculer h_{21} au moyen de l'équation de h_{21} indiquée en 3.5.3.2 de l'IEC 60747-7:2000.

La fréquence du rapport de transfert unité du courant (f_1) est la fréquence où $|h_{21}|$ vaut 1.

7.4.3.13.6 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures pour les paramètres de diffusion S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} indiqués en 7.4.3.10.

Calculer h_{21} au moyen des paramètres de diffusion mesurés.

La fréquence du rapport de transfert unité du courant (f_1) est la fréquence où $|h_{21}|$ vaut 1.

Si la fréquence du rapport de transfert unité du courant (f_1) dépasse la fréquence de mesure, f_1 n'est pas disponible.

7.4.3.13.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence.
- Conditions de polarisation.

7.4.3.14 Gain maximal disponible ($G_{a(max)}$)

7.4.3.14.1 But

Mesurer le gain maximal disponible d'un transistor dans les conditions spécifiées.

7.4.3.14.2 Schéma

Voir le schéma du circuit pour la mesure des paramètres de diffusion représenté en 7.4.3.10.

7.4.3.14.3 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.14.4 Précautions à prendre

Voir les précautions à prendre indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.14.5 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures pour les paramètres de diffusion S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22} indiqués en 7.4.3.10.

Le gain maximal disponible se calcule en employant les équations suivantes:

$$G_{a(max)} = |S_{21} / S_{12}| \times \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad \text{pour } K \geq 1 \quad (35)$$

où K est le facteur de stabilité calculé, comme suit:

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

Si le facteur de stabilité (K) est inférieur à 1, $G_{a(max)}$ n'est pas disponible.

7.4.3.14.6 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Fréquence de mesure
- Conditions de polarisation

7.4.3.15 Gain maximal stable (G_{ms})

7.4.3.15.1 But

Mesurer le gain maximal stable d'un transistor dans les conditions spécifiées.

7.4.3.15.2 Schéma

Voir le schéma du circuit pour la mesure des paramètres de diffusion représenté en 7.4.3.10.

7.4.3.15.3 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.15.4 Précautions à prendre

Voir les précautions à prendre indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.15.5 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures pour les paramètres de diffusion S_{12} , S_{21} indiqués en 7.4.3.10.

Le gain maximal stable se calcule en employant l'équation suivante:

$$G_{ms} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (37)$$

7.4.3.15.6 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Fréquence de mesure
- Conditions de polarisation

7.4.3.16 Gain d'insertion en puissance ($|S_{21e}|^2$)**7.4.3.16.1 But**

Mesurer le gain d'insertion en puissance émetteur commun d'un transistor dans les conditions spécifiées.

7.4.3.16.2 Schéma

Voir le schéma du circuit pour la mesure des paramètres de diffusion représenté en 7.4.3.10.

7.4.3.16.3 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit indiquées en 7.4.3.10. Il convient que le transistor en essai soit configuré en émetteur commun.

7.4.3.16.4 Précautions à prendre

Voir les précautions à prendre indiquées en 7.4.3.10.

7.4.3.16.5 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures pour le paramètre de diffusion S_{21} indiqués en 7.4.3.10.

Le gain d'insertion en puissance se calcule en employant l'équation suivante:

$$|S_{21e}|^2 = |S_{21}|^2 \quad (38)$$

7.4.3.16.6 Conditions spécifiées

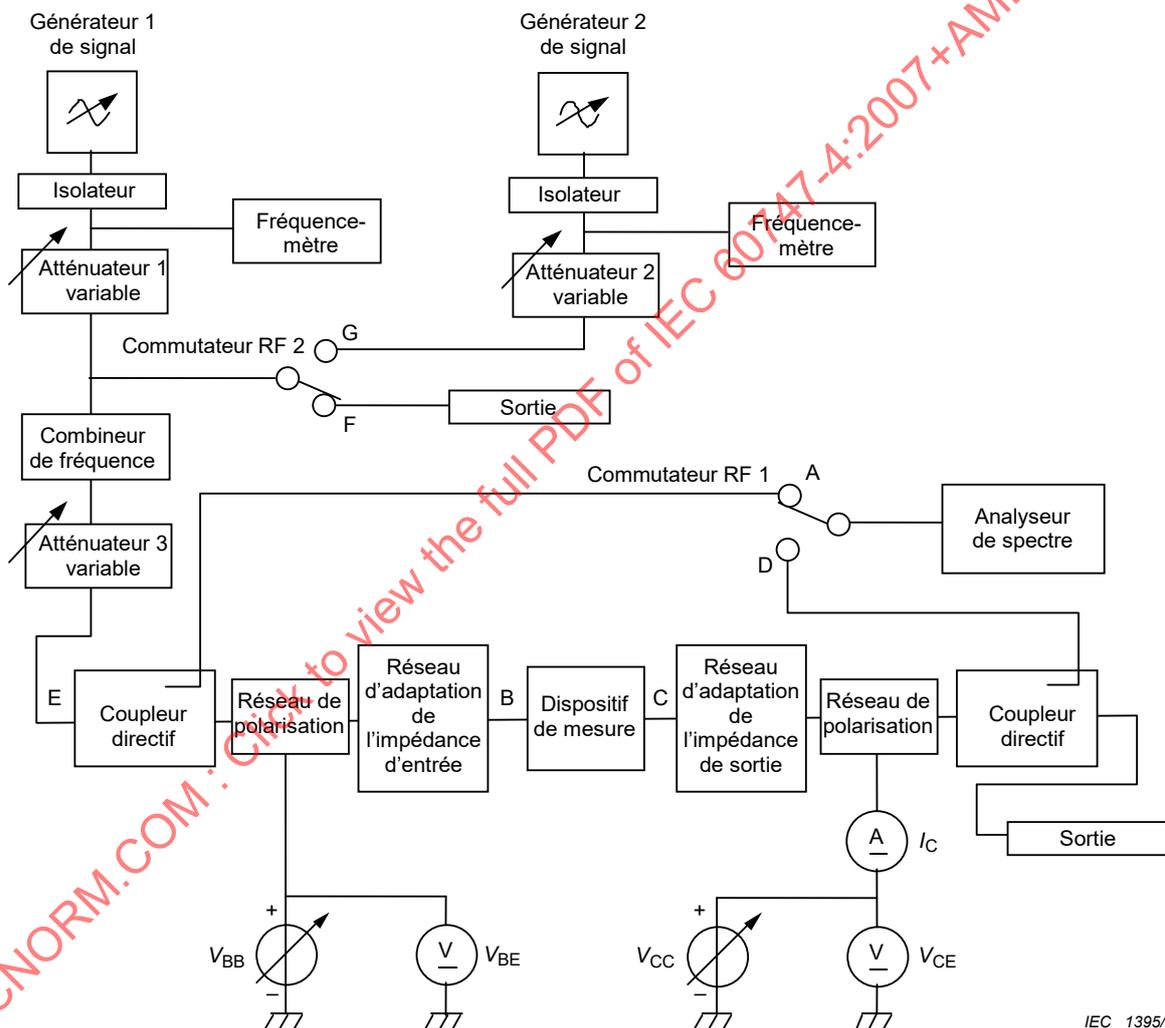
- Température ambiante ou température du point de référence
- Fréquence de mesure
- Conditions de polarisation

7.4.3.17 Distorsion d'intermodulation (deux fréquences porteuses) (P_1/P_n , P_n/P_1)

7.4.3.17.1 But

Mesurer la distorsion d'intermodulation dans les conditions spécifiées.

7.4.3.17.2 Schéma



NOTE Le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme tension de polarisation de la base.

Figure 42 – Circuit de base pour la mesure de la distorsion d'intermodulation à deux fréquences porteuses

7.4.3.17.3 Principe de mesure

Dans le schéma de la Figure 42, la puissance d'entrée P_i et les puissances de sortie P_o et P_n du dispositif à mesurer sont issues des équations suivantes:

$$P_i = P_a + L_1 \quad (39)$$

$$P_o = P_b + L_2 \quad (40)$$

$$P_n = P_c + L_2 \quad (41)$$

où

P_o et P_n sont les puissances de sortie du signal d'entrée et des produits d'intermodulation, respectivement;

P_a , P_b et P_c sont les valeurs indiquées par l'analyseur de spectre et elles correspondent à P_i , P_o et P_n , respectivement.

L_1 est la différence entre les pertes L_A et L_B où L_A est la perte du point E au point A et L_B est la perte du point E au point B indiquées sur la Figure 42, respectivement. L_2 est la perte de circuit du point C au point D indiquée sur la Figure 42. P_i , P_o , P_n , P_a , P_b et P_c sont exprimés en dBm. L_1 et L_2 sont exprimés en décibels.

La distorsion d'intermodulation, $-P_i/P_n - P_n/P_i$, qui est exprimée en dBc, est issue des équations (40) et (41) comme suit:

$$\frac{P_i}{P_n} - \frac{P_o}{P_n} - \frac{P_n}{P_i} = \frac{P_n}{P_i} - \frac{P_o}{P_n} = P_n - P_o = P_c - P_b \quad (42)$$

7.4.3.17.4 Description et exigences du circuit

L'isolateur a pour objet de permettre de maintenir constant le niveau de puissance sur le dispositif à mesurer quelle que soit la désadaptation à l'entrée.

Il convient de mesurer au préalable les pertes de circuit L_1 et L_2 .

L'atténuateur variable 3 peut être éliminé.

7.4.3.17.5 Précautions à prendre

Il convient d'éliminer les oscillations relevées par l'analyseur de spectre pendant ces mesures. Les sorties doivent pouvoir supporter la puissance d'alimentation.

Il convient que ces réponses fictives et harmoniques soient réduites de manière à devenir négligeables.

Il est recommandé de raccorder le port D, lorsque l'interrupteur est connecté à la position A, et vice versa.

7.4.3.17.6 Procédure de mesures

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position A.

L'interrupteur RF 2 est connecté à la position F.

Le générateur de signal 1 est mis en marche et la fréquence du signal d'entrée est réglée à la valeur spécifiée f_1 .

Appliquer le signal d'entrée au dispositif à mesurer avec le niveau spécifié P_i au moyen de l'analyseur de spectre et de l'atténuateur variable 1.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position D.

Régler les réseaux d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie au moyen de l'analyseur de spectre de telle sorte que la puissance de sortie de la composante fondamentale indique la valeur maximale.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position A.

L'interrupteur RF 2 est connecté à la position G.

Le générateur de signal 2 est mis en marche et la fréquence du signal d'entrée est réglée à la valeur spécifiée f_2 .

Ajouter le signal d'entrée au dispositif à mesurer avec le même niveau que le signal de la composante fondamentale au moyen de l'analyseur de spectre et de l'atténuateur variable 2.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position D.

Les puissances de sortie P_b et P_c en dB des signaux d'entrée et des produits d'intermodulation, c'est-à-dire premier ordre, deuxième ordre, etc., sont mesurées au moyen de l'analyseur de spectre (voir Figure 43).

La distorsion d'intermodulation pour la puissance d'entrée spécifiée P_i est issue des équations (39) à (42).

Si la puissance de sortie des produits d'intermodulation du côté supérieur est différente de la puissance de sortie des produits d'intermodulation du côté inférieur, il convient d'utiliser une valeur plus grande.

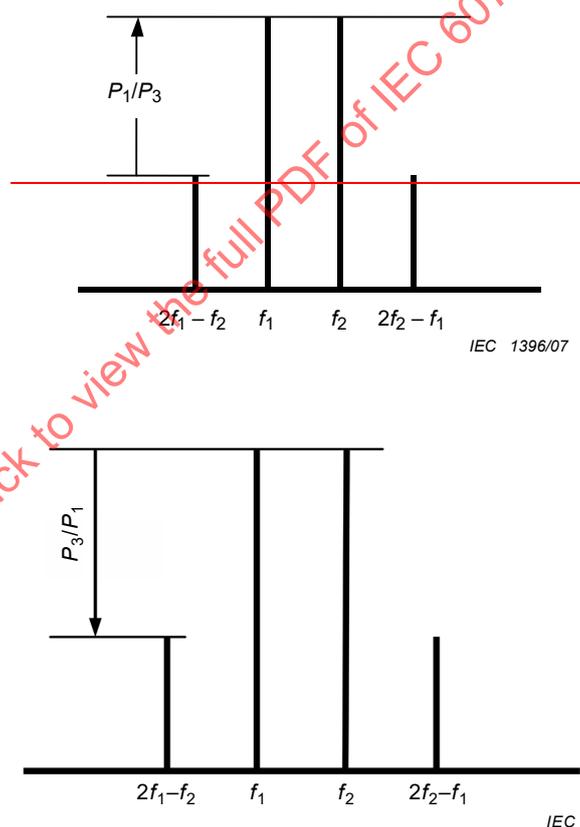


Figure 43 – Exemple de produit d'intermodulation du troisième ordre par l'analyseur de spectre

7.4.3.17.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Conditions de polarisation
- Type de tension de polarisation de la base
- Fréquence des signaux d'entrée, f_1 et f_2
- Puissance d'entrée
- Intensité parasite
- Ordre de la distorsion d'intermodulation

7.4.3.18 Puissance d'entrée au point d'interception (pour les produits d'intermodulation) ($P_{i,n(IP)}$) et puissance de sortie au point d'interception (pour les produits d'intermodulation) ($P_{o,n(IP)}$)

7.4.3.18.1 But

Mesurer la puissance d'entrée au point d'interception pour les produits d'intermodulation et la puissance de sortie au point d'interception pour les produits d'intermodulation dans les conditions spécifiées.

7.4.3.18.2 Schéma

Voir schéma en 7.4.3.17.2.

7.4.3.18.3 Principe de mesure

Voir le principe de mesure en 7.4.3.17.3.

7.4.3.18.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 7.4.3.17.4.

7.4.3.18.5 Précautions à prendre

Voir les précautions en 7.4.3.17.5.

7.4.3.18.6 Procédure de mesures

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position A.

L'interrupteur RF 2 est connecté à la position F.

Le générateur de signal 1 est mis en marche et la fréquence du signal d'entrée est réglée à la valeur spécifiée f_1 .

Appliquer le signal d'entrée au dispositif à mesurer avec le niveau spécifié P_i au moyen de l'analyseur de spectre et de l'atténuateur variable 1.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position D.

Régler les réseaux d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie au moyen de l'analyseur de spectre de telle sorte que la puissance de sortie de la composante fondamentale indique la valeur maximale.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position A.

L'interrupteur RF 2 est connecté à la position G.

Le générateur de signal 2 est mis en marche et la fréquence du signal d'entrée est réglée à la valeur spécifiée f_2 .

Ajouter le signal d'entrée au dispositif à mesurer avec le même niveau que le signal de la composante fondamentale au moyen de l'analyseur de spectre et de l'atténuateur variable 2.

L'interrupteur RF 1 est connecté à la position D.

Les puissances de sortie P_b et P_c en dB des signaux d'entrée et des produits d'intermodulation, c'est-à-dire deuxième ordre, troisième ordre, etc., sont mesurées au moyen de l'analyseur de spectre (voir Figure 43).

Renouveler la procédure dans la gamme spécifiée pour changer le niveau de puissance des signaux d'entrée au moyen de l'atténuateur variable 3.

Les données obtenues sont tracées sur un graphique linéaire.

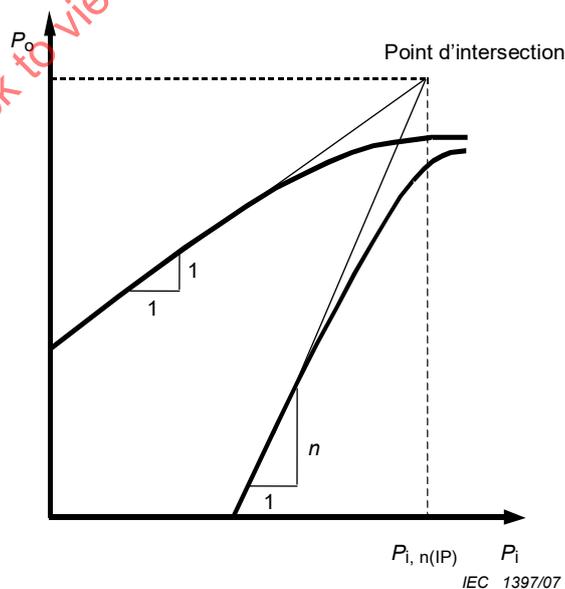
Si la puissance de sortie des produits d'intermodulation du côté supérieur est différente de la puissance de sortie des produits d'intermodulation du côté inférieur, il convient d'utiliser une valeur plus grande.

Les lignes droites du signal de la composante fondamentale dans la région linéaire (pente de 1) et des produits d'intermodulation dans la région linéaire (pente de n) sont étendues.

La puissance d'entrée et la puissance de sortie au point d'interception des deux lignes étendues sont la puissance d'entrée au point d'interception (pour les produits d'intermodulation) et la puissance de sortie au point d'interception (pour les produits d'intermodulation) dans les conditions spécifiées (voir Figure 44).

7.4.3.18.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Conditions de polarisation
- Type de tension de polarisation de la base
- Fréquence des signaux d'entrée, f_1 et f_2
- Puissance d'entrée dans la région linéaire
- Intensité parasite
- Ordre de la distorsion d'intermodulation



Légende

n ordre de la distorsion d'intermodulation

Figure 44 – Caractéristique typique de la puissance de sortie des produits d'intermodulation

7.5 Méthodes de vérification

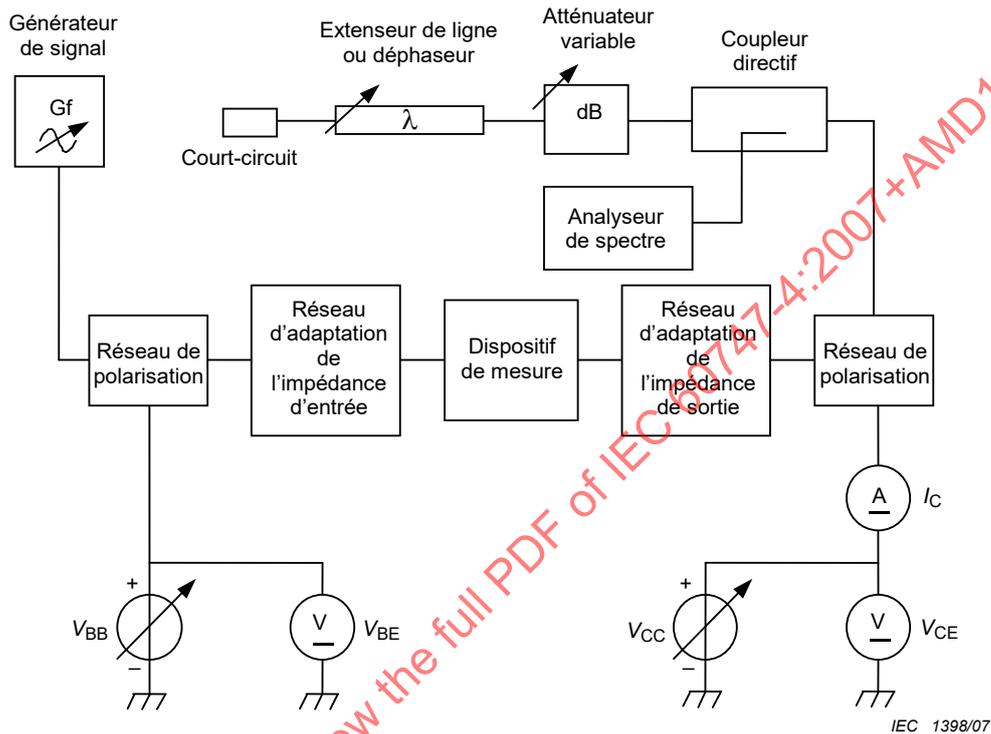
7.5.1 Tolérance de charge non adaptée (Ψ_L)

7.5.1.1 But

Vérifier la tolérance de charge non adaptée dans les conditions spécifiées.

7.5.1.2 Méthode de vérification 1 (intensité parasite)

7.5.1.2.1 Schéma



NOTE Le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme base de source de polarisation.

Figure 45 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 1

7.5.1.2.2 Description et exigences du circuit

Le générateur de signal doit pouvoir fonctionner dans la gamme de fréquences spécifiée. Le générateur de signal doit avoir des caractéristiques stables au-dessus du bruit de fond et ne doit pas avoir d'intensité parasite. Il convient que le bruit de fond soit inférieur au niveau spécifié par rapport à la puissance de sortie. Le générateur de signal doit générer le signal de modulation spécifié.

L'analyseur de spectre doit pouvoir fonctionner dans la gamme de fréquences spécifiée pour vérifier qu'il n'y a ni oscillation ni intensité parasite. Il faut que l'analyseur de spectre ait la gamme dynamique spécifiée.

Le déphaseur doit pouvoir garder une impédance constante. L'extenseur de ligne convient à ce besoin. Il convient que le port de sortie du déphaseur soit court-circuité.

L'atténuateur variable est destiné obtenir le TOS spécifié.

7.5.1.2.3 Précautions à prendre

Il convient que les réponses fictives et le bruit de fond soient réduits de manière à devenir négligeables au TOS inférieur au TOS spécifié.

Le TOS doit rester constant pour toutes les phases du déphaseur.

7.5.1.2.4 Procédure d'essai

Régler le TOS de la charge à la valeur spécifiée en réglant l'atténuateur variable.

Régler la fréquence du générateur de signal à la valeur spécifiée.

Régler la modulation du générateur de signal à la condition spécifiée.

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

Régler le niveau de puissance du générateur de signal à la valeur spécifiée.

Balayer l'angle de phase de manière continue en ~~changeant~~ faisant varier la longueur de l'extenseur de ligne.

S'assurer qu'il n'y a pas d'oscillation, ni d'intensité parasite inférieures aux conditions spécifiées au moyen de l'analyseur de spectre pour tous les angles de phase.

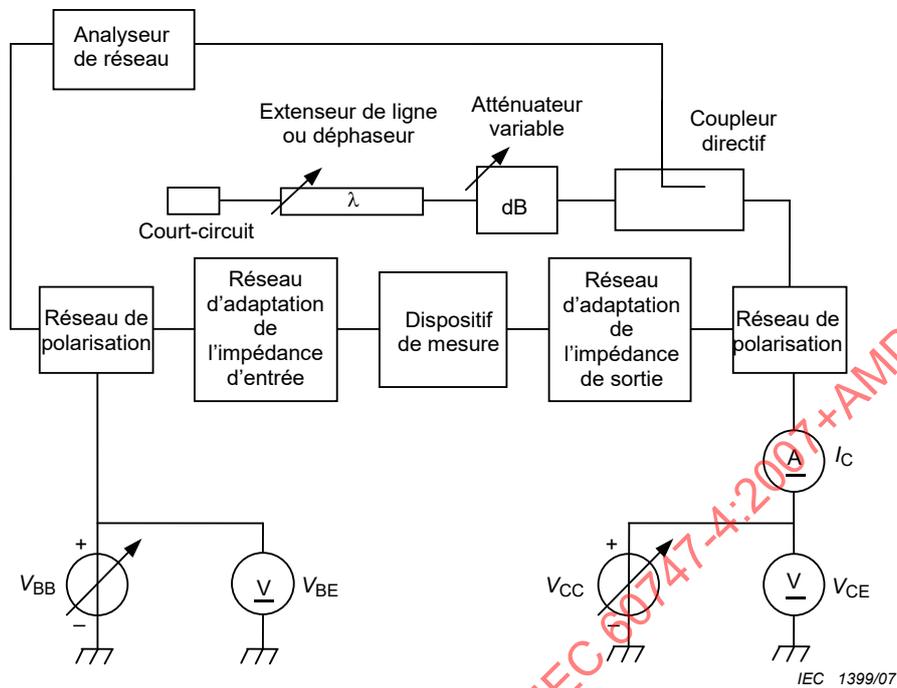
NOTE Au lieu d'utiliser l'extenseur de ligne, il est possible d'utiliser une vis d'accord mobile. Par commodité, un bras de réactance automatique peut également être utilisé pour obtenir le TOS spécifié. Le bras de réactance présente l'inconvénient de ne pas permettre un balayage continu en raison des phases discrètes.

7.5.1.2.5 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- TOS de la charge
- Conditions de polarisation
- Fréquence du signal d'entrée
- Modulation du signal d'entrée
- Puissance d'entrée
- Parasites

7.5.1.3 Méthode de vérification 2 (pas de discontinuité de la réponse en fréquence)

7.5.1.3.1 Schéma



NOTE Le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme base de source de polarisation.

Figure 46 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 2

7.5.1.3.2 Description et exigences du circuit

L'analyseur de réseau doit pouvoir fonctionner dans la gamme de fréquences spécifiée.

Le déphaseur doit pouvoir garder une impédance constante. L'extenseur de ligne convient à cette caractéristique. Il convient que le port de sortie du déphaseur soit court-circuité.

L'atténuateur variable est destiné obtenir le TOS spécifié.

7.5.1.3.3 Précautions à prendre

Le TOS doit rester constant pour toutes les phases du déphaseur.

7.5.1.3.4 Procédure d'essai

Régler le TOS de la charge à la valeur spécifiée en réglant l'atténuateur variable.

On doit régler la gamme de fréquences balayées de l'analyseur de réseau à la valeur spécifiée.

Régler le niveau de puissance de l'analyseur de réseau à la valeur spécifiée.

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

Balayer l'angle de phase de manière continue en ~~changeant~~ faisant varier la longueur de l'extenseur de ligne.

Confirmer qu'il n'y a pas de discontinuité de la réponse en fréquence au moyen de l'analyseur de réseau pour tous les angles de phase.

7.5.1.3.5 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- TOS de la charge
- Conditions de polarisation
- Gamme de fréquences du signal d'entrée
- Puissance d'entrée

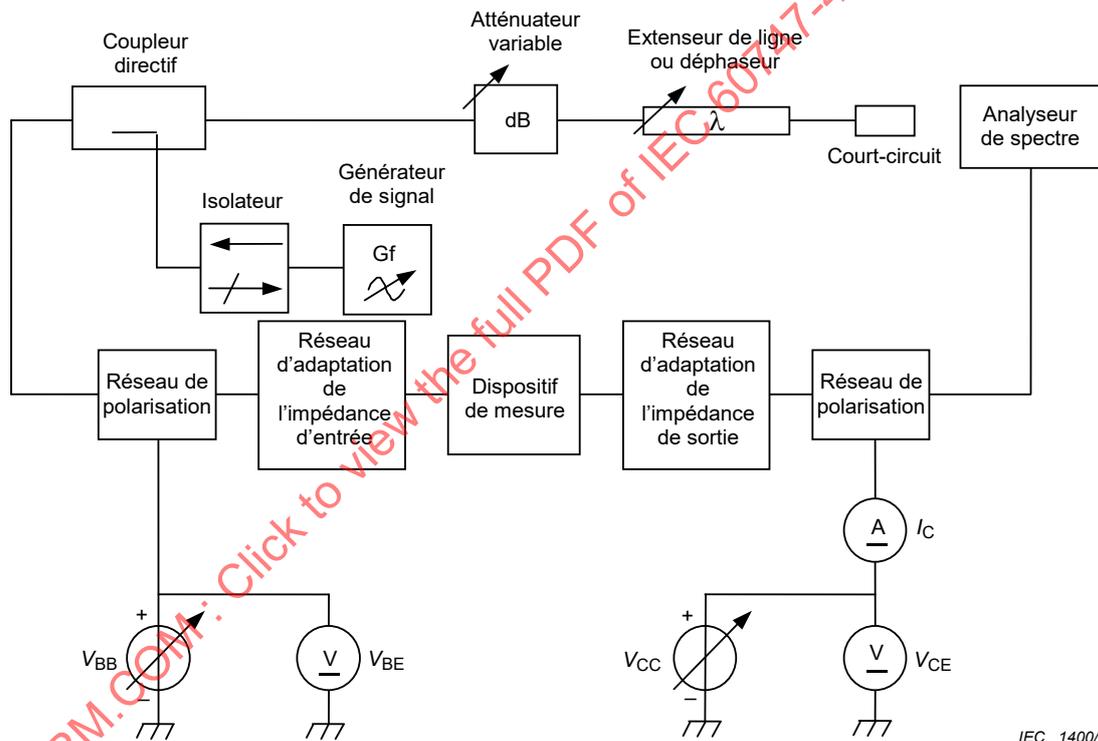
7.5.2 Tolérance de source non adaptée (Ψ_S)

7.5.2.1 But

Vérifier la tolérance de source non adaptée dans les conditions spécifiées.

7.5.2.2 Méthode de vérification 1 (intensité parasite)

7.5.2.2.1 Schéma



NOTE Le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme base de source de polarisation.

Figure 47 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 1

7.5.2.2.2 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 7.5.1.2.2.

L'isolateur a pour objet de permettre de maintenir constant le niveau de puissance sur le dispositif à mesurer quelle que soit la désadaptation à l'entrée.

7.5.2.2.3 Précautions à prendre

Voir précautions en 7.5.1.2.3.

7.5.2.2.4 Procédure d'essai

Régler le TOS de la source à la valeur spécifiée en réglant l'atténuateur variable.

Régler la fréquence du générateur de signal à la valeur spécifiée.

Régler la modulation du générateur de signal à la condition spécifiée.

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

Régler le niveau de puissance du générateur de signal à la valeur spécifiée.

Balayer l'angle de phase de manière continue en ~~changeant~~ faisant varier la longueur de l'extenseur de ligne.

Confirmer qu'il n'y a pas d'oscillation, ni d'intensité parasite inférieures aux conditions spécifiées au moyen de l'analyseur de spectre pour tous les angles de phase.

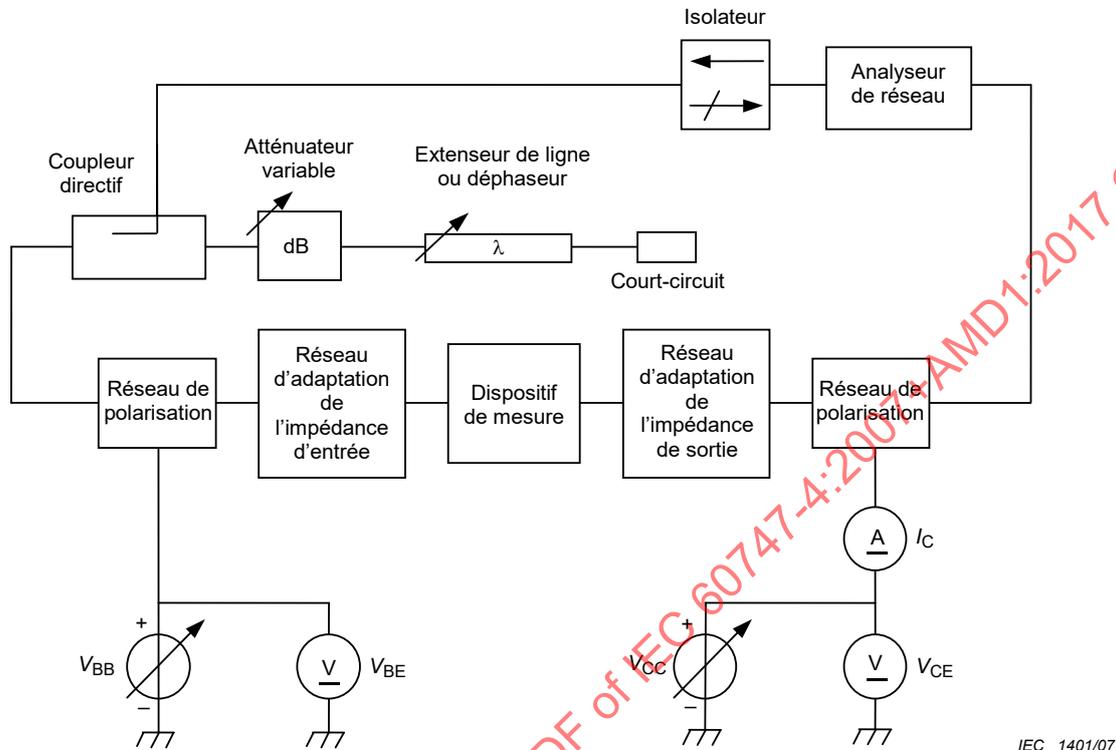
7.5.2.2.5 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- TOS de la source
- Conditions de polarisation
- Fréquence du signal d'entrée
- Modulation du signal d'entrée
- Puissance d'entrée
- Intensité parasite

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

7.5.2.3 Méthode de vérification 2 (pas de discontinuité de la réponse en fréquence)

7.5.2.3.1 Schéma



NOTE Le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme base de source de polarisation.

Figure 48 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 2

7.5.2.3.2 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 7.5.1.3.2.

L'isolateur a pour objet de permettre de maintenir constant le niveau de puissance sur le dispositif à mesurer, quelle que soit la désadaptation à l'entrée.

7.5.2.3.3 Précautions à prendre

Voir précautions en 7.5.1.3.3.

7.5.2.3.4 Procédure d'essai

Régler le TOS de la source à la valeur spécifiée en réglant l'atténuateur variable.

Régler la gamme de fréquences balayées de l'analyseur de réseau à la valeur spécifiée.

Régler le niveau de puissance de l'analyseur de réseau à la valeur spécifiée.

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

Balayer l'angle de phase de manière continue en ~~changeant~~ faisant varier la longueur de l'extenseur de ligne.

Confirmer qu'il n'y a pas de discontinuité de la réponse en fréquence au moyen de l'analyseur de réseau pour tous les angles de phase.

7.5.2.3.5 Conditions spécifiées

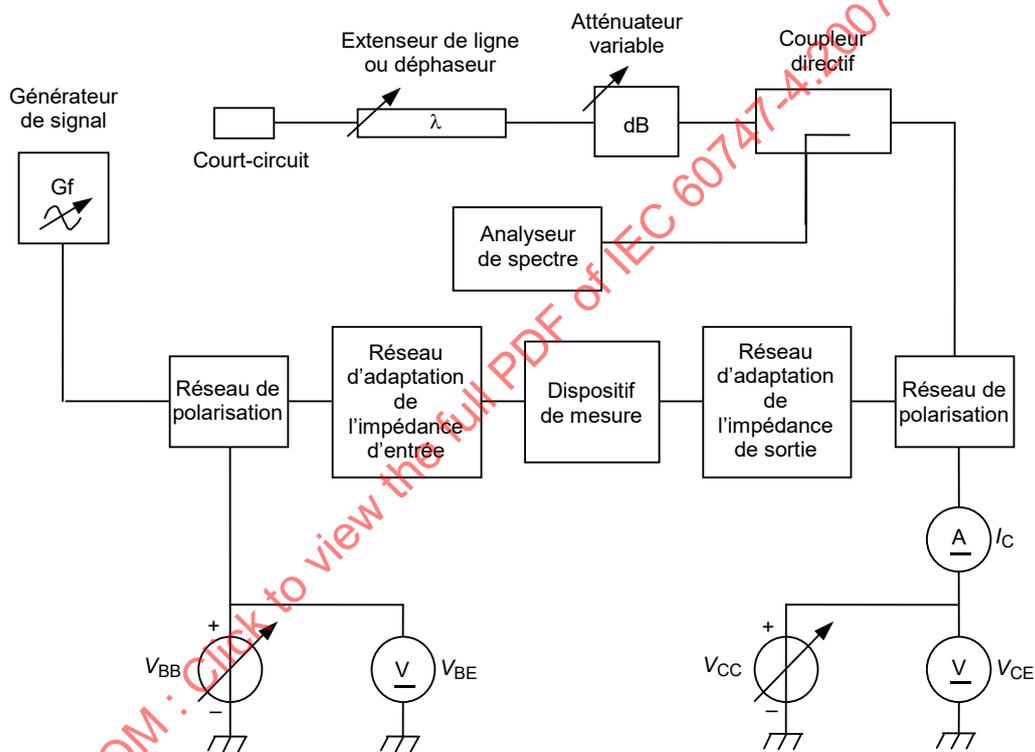
- Température ambiante ou température du point de référence
- TOS de la source
- Conditions de polarisation
- Gamme de fréquences du signal d'entrée
- Puissance d'entrée

7.5.3 Robustesse de charge non adaptée (Ψ_R)

7.5.3.1 But

Vérifier la robustesse de charge non adaptée dans les conditions spécifiées.

7.5.3.2 Schéma



IEC 1402/07

NOTE Le courant de base constant, dans le Tableau 5, peut être utilisé comme base de source de polarisation.

Figure 49 – Circuit de base pour les mesures de la robustesse de charge non adaptée

7.5.3.3 Description et exigences du circuit

Le générateur de signal doit pouvoir fonctionner dans la gamme de fréquences spécifiée.

L'analyseur de spectre doit pouvoir fonctionner dans la gamme de fréquences spécifiée pour vérifier qu'il n'y a ni oscillation ni intensité parasite.

Le déphaseur doit pouvoir garder une impédance constante. L'extenseur de ligne convient à cette caractéristique. Il convient que le port de sortie du déphaseur soit court-circuité.

L'atténuateur variable est destiné obtenir le TOS spécifié.

7.5.3.4 Précautions à prendre

Il convient de confirmer que l'influence du système de mesure pour toutes les phases du déphaseur au niveau du TOS est inférieure à l'influence spécifiée.

Il faut que le TOS reste constant pour toutes les phases du déphaseur.

7.5.3.5 Procédure d'essai

Les caractéristiques en continu et en RF sont mesurées avant la procédure d'essai de charge non adaptée suivante dans les conditions spécifiées.

Régler le TOS de la charge à la valeur spécifiée en réglant l'atténuateur variable.

Régler la fréquence du générateur de signal à la valeur spécifiée.

Appliquer la polarisation dans les conditions spécifiées.

Régler le niveau de puissance du générateur de signal à la valeur spécifiée.

Balayer l'angle de phase de manière continue en ~~changeant~~ faisant varier la longueur de l'extenseur de ligne.

Le dispositif fonctionne pendant la durée de fonctionnement spécifiée pour tous les angles de phase.

Confirmer que les mesures en continu et en RF ne sont ni dégradées, ni détruites après la procédure d'essai de charge non adaptée présentée ci-dessus.

7.5.3.6 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- TOS de la charge
- Conditions de polarisation
- Fréquence du signal d'entrée
- Puissance d'entrée
- Durée de fonctionnement
- Critères de dégradation des caractéristiques en continu et en RF

8 Transistors à effet de champ

8.1 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 à effet de champ utilisés dans les applications en hyperfréquences. Les principales parties des transistors à effet de champ sont présentées dans l'IEC 60747-8:2000.

8.2 Termes et définitions

Pour les besoins de cet article, les termes et définitions suivants s'appliquent.

NOTE Ce paragraphe contient les principaux symboles littéraux spécifiques aux applications en hyperfréquences.

8.2.1

tension grille source au blocage

V_{GSoff}

Voir 4.3.3 de l'IEC 60747-8:2000.

8.2.2**tension de claquage grille-source** $V_{(BR)GSO}$

tension inverse mesurée avec l'électrode de drain ouverte pour laquelle le courant grille-source devient supérieur à une valeur spécifiée

8.2.3**tension de claquage grille-drain** $V_{(BR)GDO}$

tension inverse mesurée avec l'électrode de source ouverte pour laquelle le courant grille-drain devient supérieur à une valeur spécifiée

8.2.4**résistance thermique canal-boîtier** $R_{th(ch-c)}$

quotient de la différence entre la température virtuelle de la région du canal et la température du boîtier, par la dissipation de puissance en régime établi dans le transistor à effet de champ

8.2.5**fréquence maximale d'oscillation** f_{max}

Voir 3.4.14 de l'IEC 60747-7:2000.

8.2.6**fréquence de transition** f_T

Voir 3.4.15 de l'IEC 60747-7:2000.

8.2.7**fréquence du rapport de transfert unité du courant** f_1

Voir 3.4.16 de l'IEC 60747-7:2000.

8.2.8**gain maximal disponible** $G_{a(max)}$

rapport de puissance délivrée à la charge à puissance délivrée au réseau lorsque les impédances des ports d'entrée et de sortie sont adaptées simultanément aux impédances conjuguées de la source et de la charge, respectivement

NOTE L'abréviation «MAG» est encore d'usage courant pour le gain maximal disponible.

8.2.9**gain maximal stable** G_{ms}

Voir 7.2.15.

NOTE L'abréviation «MSG» est encore d'usage courant pour le gain maximal stable.

8.2.10**gain d'insertion en puissance** $|S_{21}|^2$

carré de la valeur S_{21} en configuration source commune, la résistance aux bornes de sortie et la résistance de la source ayant chacune la valeur R_0

8.2.11**puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée** P_o

Voir ~~3.3 de l'IEC 60747-16-2:2002~~ 7.2.2.

8.2.12**compression du gain en puissance**

rapport de la valeur du gain en puissance pour un niveau de signal de référence à sa valeur pour un niveau de signal plus élevé spécifié

NOTE La compression du gain en puissance s'exprime généralement en dB.

8.2.13**puissance de sortie pour 1 dB de compression du gain**

$P_{o(1dB)}$

puissance de sortie lorsque le gain diminue de 1 dB par rapport au gain linéaire

8.2.14**gain en puissance pour 1 dB de compression du gain**

$G_{p(1dB)}$

rapport de puissance délivrée à la charge à puissance délivrée au réseau pour 1 dB de compression du gain

8.2.15**rendement en puissance ajoutée**

η_{add}

rapport de la différence entre la puissance de sortie et la puissance du signal d'entrée à la puissance continue d'entrée

NOTE Ce rapport s'exprime normalement en pourcentage.

8.2.16**rendement du drain**

η_d

rapport de la puissance de sortie à la puissance d'entrée en continu du drain

NOTE Ce rapport s'exprime normalement en pourcentage.

8.2.17**puissance d'entrée au point interception (pour les produits d'intermodulation)**

$P_{i,n(IP)}$

Voir 7.2.17.

8.2.18**puissance de sortie au point interception (pour les produits d'intermodulation)**

$P_{o,n(IP)}$

Voir 7.2.18.

8.2.19**distorsion d'intermodulation**

P_4/P_n P_n/P_1

Voir 3.7 de l'IEC 60747-16-1:2007 7.2.19.

NOTE L'abréviation « IMD_n » est encore d'usage courant pour la distorsion d'intermodulation du $n^{\text{ième}}$ ordre.

8.2.20**facteur de bruit**

F

Voir paragraphe 702-08-57 de l'IEC 60050-702:1992.

8.2.21**facteur de bruit minimal**

F_{min}

valeur minimale du facteur de bruit qui peut être obtenue par ajustement de l'impédance de la source à une condition spécifiée de la polarisation et à une fréquence spécifiée

8.2.22**facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal** **r_{GFmin}**

facteur de réflexion de la source qui indique le facteur de bruit minimal

NOTE 1 Pour le coefficient (facteur) de réflexion de la source, voir 3.5.3.3 de l'IEC 60747-7:2000.

NOTE 2 Le symbole « Γ_{opt} » est encore d'usage courant pour le facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal.**8.2.23****gain associé** **G_{as}**

gain en puissance quand le dispositif est adapté (au moyen, par exemple, d'un réseau externe)

NOTE 1 Le gain est en général donné dans des conditions d'adaptation destinées à obtenir le bruit minimal. Dans ce cas, il y a lieu d'utiliser le «gain associé pour le bruit minimal».

NOTE 2 S'il n'y a pas d'ambiguïté possible, l'expression abrégée «gain associé» peut être utilisée.

8.2.24**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 l'IEC 60747-1:2006)

8.2.25**tolérance de charge non adapté** **ψ_L**

Voir 7.2.20.

8.2.26**tolérance de source non adaptée** **ψ_S**

Voir 7.2.21.

8.2.27**robustesse de charge non adaptée** **ψ_R**

Voir 7.2.22.

8.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles**8.3.1 Généralités**

Ce paragraphe donne les valeurs limites et les caractéristiques requises pour spécifier des transistors à effet de champ hyperfréquences.

Les transistors à effet de champ hyperfréquences sont divisés en deux catégories:

- catégorie A: dispositifs de puissance;
- catégorie B: dispositifs de signaux faible puissance.

8.3.2 Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues)**8.3.2.1 Valeurs limites électriques**

Les valeurs limites doivent être spécifiées comme suit:

Tableau 7 – Valeurs limites électriques

Paragraphe	Paramètres	Min.	Max.
8.3.2.1.1	Tension drain-source, V_{DS}		+
8.3.2.1.2	Tension grille-source, V_{GS}		+
8.3.2.1.3	Courant de drain, I_D		+
8.3.2.1.4	Température de stockage, T_{stg}	+	+
8.3.2.1.5	Température du canal, T_{ch}		+
8.3.2.1.6	Soit dissipation de puissance totale, P_{tot} , ou dissipation de puissance du drain, P_d		+

8.3.2.2 Caractéristiques

Les caractéristiques doivent être données à 25 °C sauf indication contraire.

8.3.2.2.1 Caractéristiques en continu

Les paramètres doivent être spécifiés pour correspondre à des catégories comme cela est indiqué dans le Tableau 8 ci-dessous.

Tableau 8 – Caractéristiques en continu

Paragraphe	Paramètres	Min.	Typ.	Max.	Catégories	
					A	B
8.3.2.2.1.1	Courant de drain, la grille étant court-circuitée à la source, I_{DSS}	+		+	+	+
8.3.2.2.1.2	Courant de grille, le drain étant court-circuité à la source, I_{GSS}			+	+	+
8.3.2.2.1.3	Tension grille-source au blocage, V_{GSoff}	+		+	+	+
8.3.2.2.1.4	Tension de claquage grille-source, $V_{(BR)GSO}$	+			+	+
8.3.2.2.1.5	Tension de claquage grille-drain, $V_{(BR)GDO}$	+			+	+
8.3.2.2.1.6	Résistance thermique canal-boîtier, $R_{th(ch-c)}$			+	+	

8.3.2.2.2 Caractéristiques RF

Les paramètres doivent être spécifiés pour correspondre à des catégories comme cela est indiqué dans le Tableau 9 ci-dessous.

Tableau 9 – Caractéristiques RF

Paragraphe	Paramètres	Min.	Typ.	Max.	Catégories	
					A	B
8.3.2.2.2.1	Fréquence maximale d'oscillation, f_{max} (s'il y a lieu)		+		+	+
8.3.2.2.2.2	Fréquence de transition, f_T (s'il y a lieu)		+		+	+
8.3.2.2.2.3	Fréquence du rapport de transfert unité du courant, f_1 (s'il y a lieu)		+		+	+
8.3.2.2.2.4	Soit gGain maximal disponible, $G_{a(max)}$ ou gain maximal stable, G_{ms} ou gain d'insertion en puissance, $ S_{21} ^2$	+	+		+	
8.3.2.2.2.5	Soit puissance de sortie pour 1 dB de compression du gain, $P_{o(1dB)}$ ou puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée, P_o	+	+		+	
8.3.2.2.2.6	Gain en puissance pour 1 dB de compression du gain, $G_{p(1dB)}$	+	+		+	
8.3.2.2.2.7	Rendement en puissance ajoutée, η_{add}	+	+		+	
8.3.2.2.2.8	Rendement du drain, η_d	+	+		+	
8.3.2.2.2.9	Soit puissance d'entrée au point d'interception (pour les produits d'intermodulation), $P_{i,n(IP)}$ ou puissance de sortie au point interception (pour les produits d'intermodulation), $P_{o,n(IP)}$ ou distorsion d'intermodulation, P_1/P_n ou P_n/P_1 (s'il y a lieu)	+	+		+	
8.3.2.2.2.10	Facteur de bruit, F		+	+		+
8.3.2.2.2.11	Facteur de bruit minimal, F_{min} (s'il y a lieu)		+	+		+
8.3.2.2.2.12	Facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal, r_{GFmin} (s'il y a lieu)		+			+
8.3.2.2.2.13	Gain associé, G_{as}	+	+			+
8.3.2.2.2.14	Résistance équivalente du bruit d'entrée, R_n (s'il y a lieu)		+			+
8.3.2.2.2.15	Tolérance de charge non adaptée, \varnothing_L (s'il y a lieu)			+	+	
8.3.2.2.2.16	Tolérance de source non adaptée, ψ_S (s'il y a lieu)			+	+	
8.3.2.2.2.17	Robustesse de charge non adaptée, ψ_R (s'il y a lieu)			+	+	

8.4 Méthodes de mesure

8.4.1 Généralités

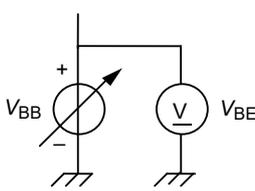
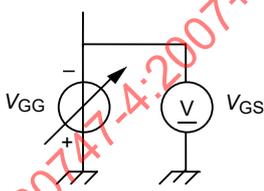
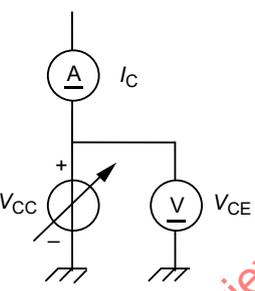
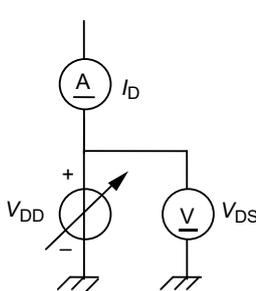
Les méthodes de mesure des transistors bipolaires s'appliquent en remplaçant les termes et les symboles des transistors à effet de champ présentés en 8.4.3.8, 8.4.3.9, 8.4.3.10, 8.4.3.11, 8.4.3.12, 8.4.3.13, 8.4.3.14, 8.4.3.15 et 8.4.3.16 conformément aux règles de remplacement présentées dans les Tableaux 10 ou 11.

NOTE Les règles de remplacement représentées dans les Tableaux 10 et 11 s'appliquent également aux méthodes de vérification des transistor à effet de champ en 8.5.

Tableau 10 – Règles de remplacement des termes

Termes à remplacer	Termes à remplacer par
Transistor bipolaire	Transistor à effet de champ
Tension base-émetteur, V_{BE}	Tension grille-source, V_{GS}
Courant de coupure base-émetteur	Tension grille-source au blocage
Tension collecteur-base, V_{CE}	Tension drain-source, V_{DS}
Courant de collecteur, I_C	Courant de drain, I_D

Tableau 11 – Règles de remplacement des symboles

Symboles à remplacer	Symboles à remplacer par
	
	

8.4.2 Caractéristiques en continu

8.4.2.1 Courant de drain, la grille étant court-circuitée à la source (I_{DSS})

La méthode de mesure présentée en 6.3 de l'IEC 60747-8:2000 s'applique.

8.4.2.2 Courant de grille, le drain étant court-circuité à la source, (I_{GSS})

La méthode de mesure présentée en 6.2 de l'IEC 60747-8:2000 s'applique, le drain étant court-circuité à la source.

8.4.2.3 Tension grille-source de blocage (V_{GSoff})

La méthode de mesure figurant en 6.5 de l'IEC 60747-8:2000 est applicable, la phrase en 6.5.3 étant remplacée par «Voir précautions générales».

8.4.2.4 Tension de claquage grille-source ($V_{(BR)GSO}$)

8.4.2.4.1 But

Mesurer la tension de claquage grille-source d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.2.4.2 Schéma

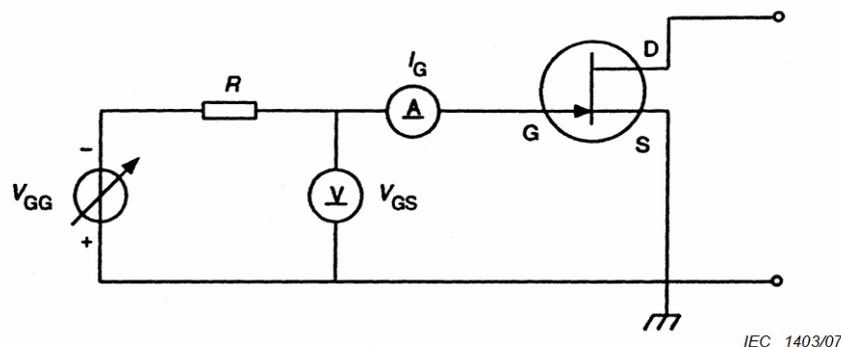


Figure 50 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source $V_{(BR)GSO}$

8.4.2.4.3 Description et exigences du circuit

R est une résistance de protection.

8.4.2.4.4 Procédure de mesures

Ajuster la tension de polarisation de la grille, V_{GG} , à la valeur appropriée.

Ajuster le courant de grille I_G , en faisant varier la tension de polarisation de la grille à la valeur spécifiée, I_{GG} .

La tension de claquage, $V_{(BR)GSO}$ est la tension grille-source, V_{GS} , mesurée pour le courant de grille spécifié.

8.4.2.4.5 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}
- Courant de grille spécifié, I_{GG}

8.4.2.5 Tension de claquage grille-drain ($V_{(BR)GDO}$)

8.4.2.5.1 But

Mesurer la tension de claquage grille-drain d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.2.5.2 Schéma

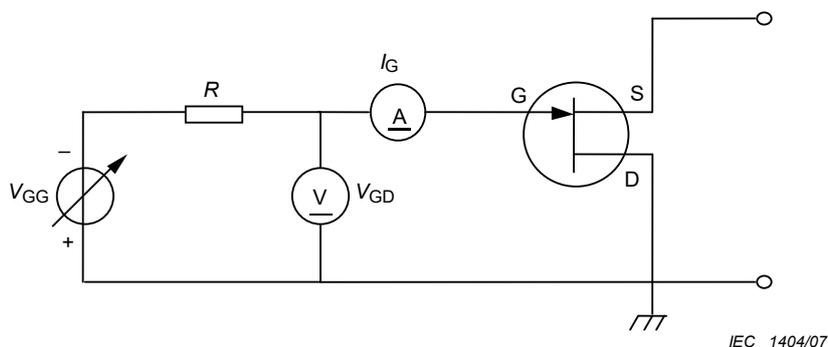


Figure 51 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source, $V_{(BR)GDO}$

8.4.2.5.3 Description et exigences du circuit

R est une résistance de protection.

8.4.2.5.4 Procédure de mesures

Ajuster la tension de polarisation de la grille, V_{GG} , à la valeur appropriée.

Ajuster le courant de grille I_G , en faisant varier la tension de polarisation de la grille à la valeur spécifiée, I_{GG} .

La tension de claquage, $V_{(BR)GDO}$ est la tension grille-drain, V_{GD} , mesurée pour le courant de grille spécifié.

8.4.2.5.5 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}
- Courant de grille spécifié, I_{GG}

8.4.2.6 Résistance thermique, canal-boîtier ($R_{th(ch-c)}$, $R_{th(j-c)}$)

8.4.2.6.1 But

Mesurer la résistance thermique, canal-boîtier d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.2.6.2 Schéma

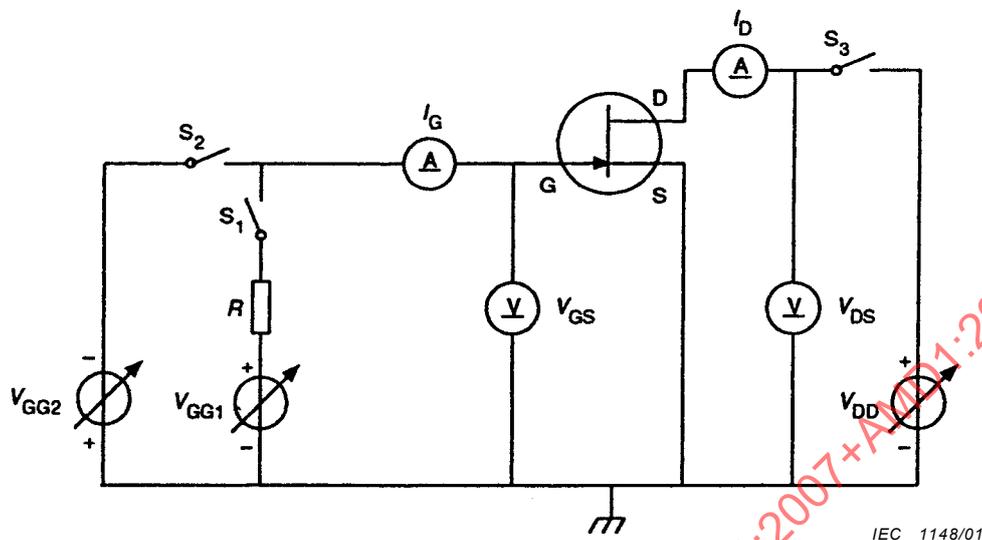


Figure 52 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique canal-boîtier

8.4.2.6.3 Principe de mesure

Cette méthode utilise la tension directe grille-source V_{GSF} , le drain étant en circuit ouvert pour un courant direct de grille de référence déterminé $I_{G(ref)}$ comme caractéristique sensible à la température, pour la mesure de la température (virtuelle) du canal T_{ch} .

La méthode comprend deux étapes:

- 1) Etablissement de la courbe d'étalonnage individuelle $V_{GSF} = f(T_{ch})$ représentée par une droite. Pendant cette opération, T_{ch} est considéré comme étant égale à T_{amb} .

La pente de cette droite est le coefficient de température, α , de la tension directe grille-source:

$$\alpha = \frac{\Delta V_{GSF}}{\Delta T_{ch}} \quad (43) \text{ (voir Figure 54)}$$

- 2) Application d'une dissipation de puissance constante, $V_{DS} \times I_D$, jusqu'à obtention d'un équilibre thermique et mesure de la variation de tension directe grille-source qui en résulte (ΔV_{GSF}).

On calcule alors la résistance thermique:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{\Delta V_{GSF}}{\square} \times \frac{1}{V_{DS} \times I_D} \quad (44)$$

8.4.2.6.4 Description et exigences du circuit

La résistance R doit être suffisamment élevée par rapport à la résistance statique d'entrée grille-source pour garantir un courant direct de grille de référence suffisamment constant.

On peut remplacer V_{GG1} et R par un générateur de courant constant.

On indique, Figure 53, la séquence d'application des impulsions de courant continu au dispositif à mesurer. Le courant consommé par le voltmètre qui mesure V_{GS} doit être négligeable vis-à-vis du courant direct de grille du dispositif à mesurer.

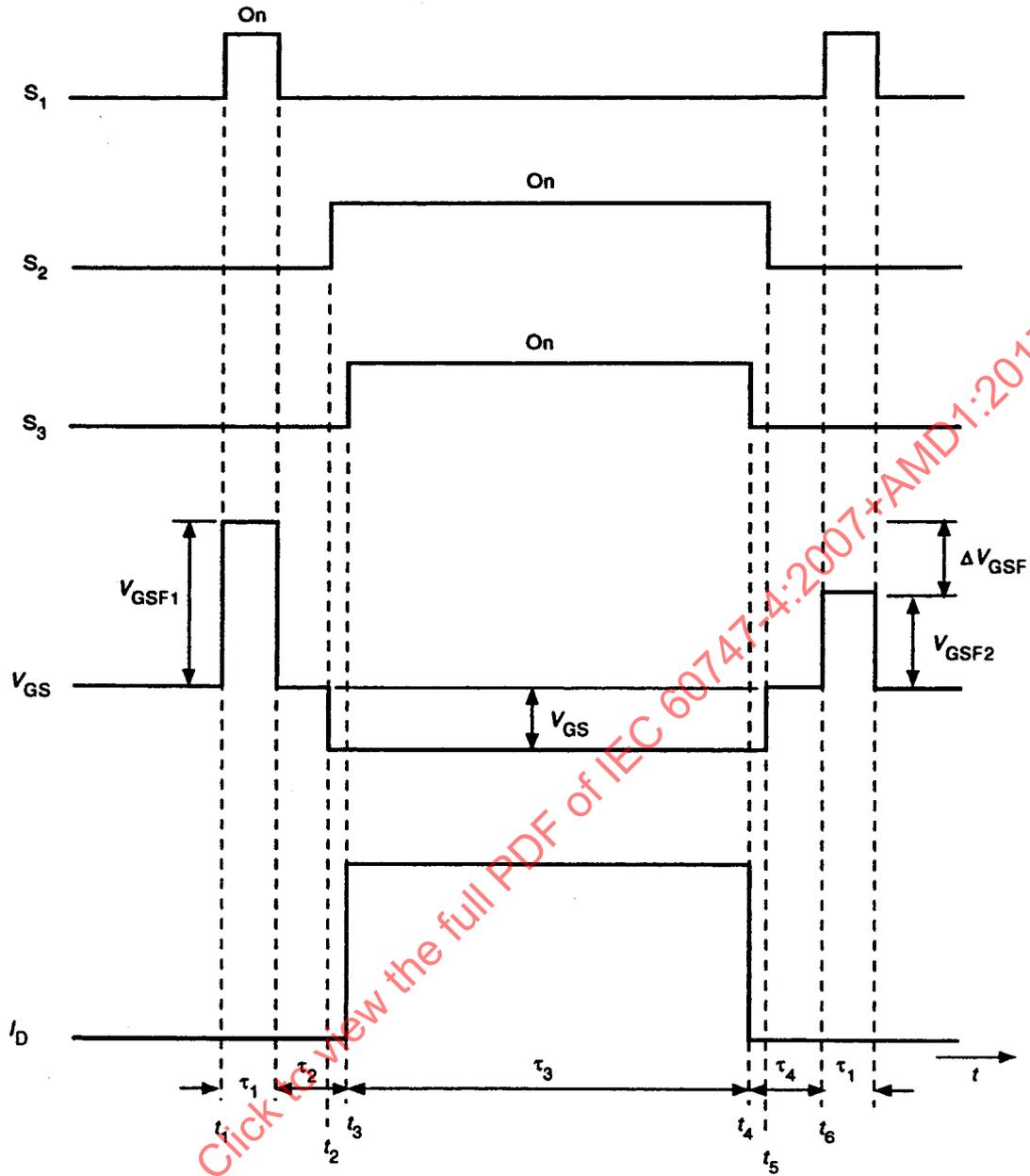
8.4.2.6.5 Précautions à prendre

Voir les précautions générales.

La température spécifique du boîtier du dispositif à mesurer doit être gardée constante durant la mesure.

8.4.2.6.6 Procédure de mesures

La mesure s'effectue en deux parties, la mesure du coefficient de température et la mesure de la résistance thermique canal-boîtier.



IEC 1149/01

Figure 53 – Ordre d'application des impulsions de courant continu du dispositif à mesurer

8.4.2.6.7 Mesure de α

Placer le dispositif à mesurer sur une plaque chauffante (ou dans un four) et le relier au circuit comme indiqué à la Figure 52. Les interrupteurs S_2 et S_3 sont fermés, l'interrupteur S_1 est ouvert.

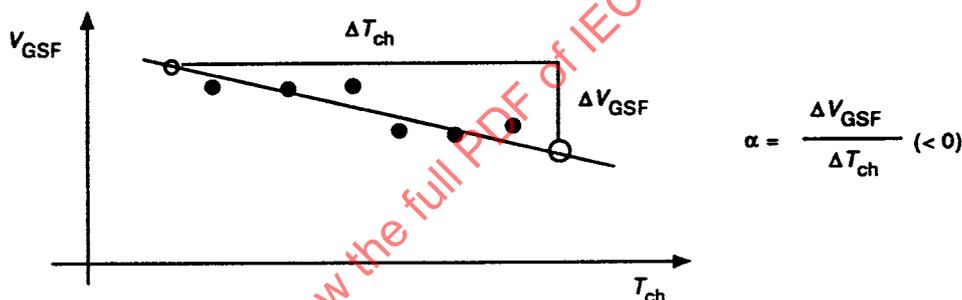
Régler R de manière que le courant direct de grille de référence $I_{G(\text{ref})}$ ait une valeur adéquate pour effectuer les mesures.

Cette valeur reste constante pendant toute la période de mesure de α et $R_{\text{th(ch-c)}}$. Après ce réglage, ouvrir l'interrupteur S_1 .

On établit la courbe d'étalonnage $V_{\text{GSF}} = f(T_{\text{ch}})$ en mesurant un nombre suffisant de points de la courbe pour obtenir une approximation suffisamment précise de la droite. Pour cela, à chaque point de la courbe, on fixe la température de la plaque chauffante à une valeur mesurée T_{ch} .

Une fois l'équilibre thermique atteint, fermer S_1 au temps τ_1 , comme ce sera effectué plus tard pour la mesure $R_{\text{th(ch-c)}}$. Noter la tension directe grille-source.

A partir des points obtenus par la mesure, on déduit l'approximation de la droite et on peut alors extraire le calcul de α à partir de la pente de cette droite (voir Figure 54).



IEC 1150/01

Figure 54 – Courbe d'étalonnage $V_{\text{GSF}} = f(T_{\text{ch}})$ pour une valeur spécifiée de $I_{G(\text{ref})}$, évaluation du coefficient α

8.4.2.6.8 Mesure de $R_{\text{th(ch-c)}}$

Connecter le dispositif à mesurer au circuit comme il est indiqué dans la Figure 52. La mesure commence dès que l'équilibre thermique est atteint. Au temps $t = t_1$, ouvrir S_1 pendant la période τ_1 et noter la tension directe grille-source V_{GSF1} . Au bout d'un intervalle de temps τ_1 , fermer S_1 .

La période τ_1 est généralement de l'ordre de plusieurs dizaines de microsecondes.

Au temps $t = t_2$, ouvrir S_2 . Au temps $t = t_3$, ouvrir S_3 et régler V_{GG2} pour obtenir la valeur requise de I_{D} . Noter alors V_{DS} et I_{D} .

Au bout de l'intervalle de temps τ_3 , lorsque l'équilibre thermique est atteint, fermer S_3 , au temps $t = t_4$. Généralement il suffit que τ_3 soit de l'ordre de plusieurs centaines de millisecondes. Au temps $t = t_5$, fermer S_2 immédiatement après avoir fermé S_3 . Au temps $t = t_6$, après écoulement de temps de retard τ_4 , ouvrir à nouveau S_1 durant la période τ_1 et noter la tension directe grille-source, V_{GSF2} .

Renouveler la procédure de mesure ci-dessus pour des valeurs croissantes de τ_4 , toutes les autres conditions restant identiques. Noter les valeurs de V_{GSF2} ainsi obtenues.

Ces valeurs sont introduites dans un graphe représentant $V_{GSF2} = f(\tau_4)$ (voir Figure 55). A partir de ce graphe, on peut extrapoler V_{GSF2}^* , valeur de V_{GSF2} pour $\tau_4 = 0$. On calcule alors $R_{th(ch-c)}$ ainsi:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{V_{GSF2}^* - V_{GSF1}}{\alpha} \times \frac{1}{V_{DS} \times I_D} \tag{45}$$

Noter que $(V_{GSF2}^* - V_{GSF1})$ et α ont une valeur négative.

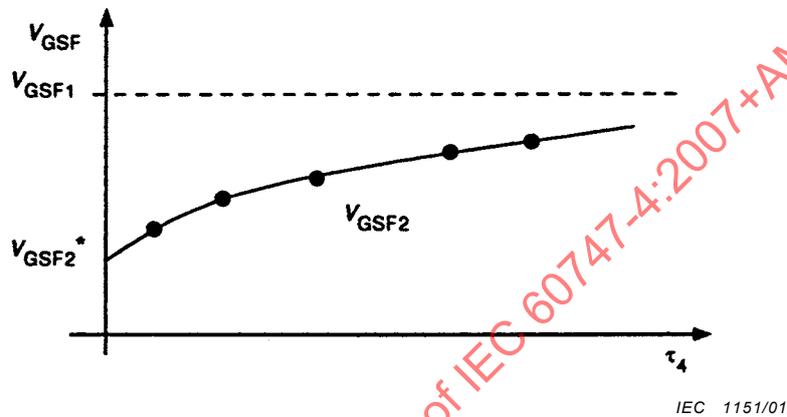


Figure 55 – V_{GSF2} en fonction du temps de retard τ_4

8.4.2.6.9 Conditions spécifiées

- Température ambiante: T_{amb}
- Température de boîtier: T_{case}
- Courant direct grille-source de référence: I_G
- Courant de drain: I_D
- Tension drain-source: V_{DS}

8.4.3 Caractéristiques RF

8.4.3.1 Puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée (P_o)

8.4.3.1.1 But

Mesurer la puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.3.1.2 Schéma

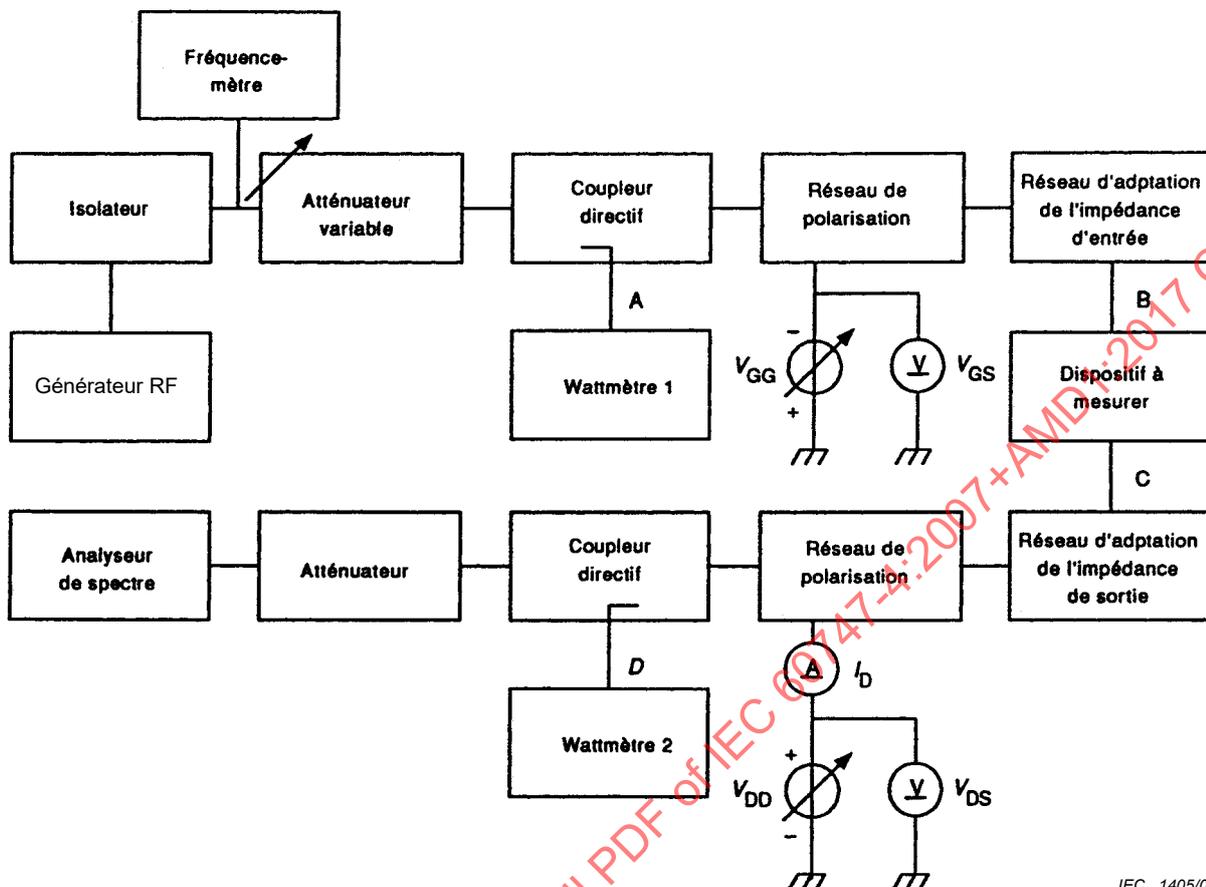


Figure 56 – Circuit de mesure de la puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée

8.4.3.1.3 Principe de mesure

Dans le schéma de la Figure 56, la puissance d'entrée P_i et la puissance de sortie P_o du dispositif à mesurer sont issues des équations suivantes:

$$P_i = P_1 - L_1 \quad (46)$$

$$P_o = P_2 - L_2 \quad (47)$$

où P_1 et P_2 sont les valeurs indiquées pour les wattmètres 1 et 2, respectivement. L_1 et L_2 sont les pertes de circuit du point A au point B et du point C au point D indiquées à la Figure 56, respectivement, P_i , P_o , P_1 et P_2 sont exprimées en dBm. L_1 et L_2 sont exprimés en dB.

La puissance de sortie P_o pour une puissance d'entrée spécifiée est issue de l'équation (47).

8.4.3.1.4 Description et exigences du circuit

L'isolateur a pour objet de permettre de maintenir constant le niveau de puissance sur le dispositif à mesurer quelle que soit la désadaptation à l'entrée. Il convient de monter le dispositif à mesurer sur un support d'essai ayant une bonne dissipation thermique. Il convient de mesurer au préalable les pertes de circuit L_1 et L_2 .

NOTE Il est préférable avant d'effectuer les mesures de L_1 et L_2 d'accorder les réseaux d'impédance d'entrée et de sortie.

8.4.3.1.5 Précautions à prendre

Il convient de veiller à ne pas faire subir au dispositif à mesurer des variations brutales d'impédance dues aux réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie. Éliminer les oscillations relevées par l'analyseur de spectre pendant ces mesures. Les sorties doivent pouvoir supporter la puissance d'alimentation.

8.4.3.1.6 Procédure de mesures

Régler la fréquence du générateur RF à la valeur spécifiée.

Appliquer une tension grille-source V_{GS} voisine de la tension de blocage grille-source.

Appliquer la tension drain-source spécifiée V_{DS} .

Régler le courant de drain à la valeur spécifiée en faisant varier V_{GS} .

Appliquer une puissance d'entrée juste au-dessous de la valeur spécifiée, au dispositif à mesurer.

Régler les réseaux d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie dès que le wattmètre 2 indique la valeur maximale.

Augmenter la puissance d'entrée jusqu'à la valeur spécifiée et procéder au réglage des réseaux d'adaptation d'impédance.

Mesurer la puissance de sortie à la puissance d'entrée spécifiée.

8.4.3.1.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}
- Tension drain-source
- Courant de drain
- Fréquences
- Puissance d'entrée

8.4.3.2 Puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB ($P_{O(1dB)}$)

8.4.3.2.1 But

Mesurer la puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.3.2.2 Schéma

Voir schéma Figure 56.

8.4.3.2.3 Principe de mesure

Le gain en puissance, G_p , est issu de l'équation suivante:

$$G_p = P_o - P_i \quad (48)$$

où P_o et P_i sont issus des équations (46) et (47).

La puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB $P_{O(1dB)}$, est la valeur pour laquelle le gain diminue de 1 dB, par rapport au gain linéaire.

8.4.3.2.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 8.4.3.1.4.

8.4.3.2.5 Précautions à prendre

Voir précautions en 8.4.3.1.5.

8.4.3.2.6 Procédure de mesures

Il convient de régler la fréquence du générateur RF à la valeur spécifiée.

Appliquer une tension grille-source V_{GS} voisine de la tension de blocage grille-source.

Appliquer la tension drain-source spécifiée V_{DS} .

Régler le courant de drain à la valeur spécifiée en faisant varier V_{GS} .

Appliquer une puissance d'entrée juste au-dessous de la valeur $P_{i,match}$ au dispositif à mesurer.

Régler les réseaux d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie dès que le wattmètre 2 indique la valeur maximale.

Augmenter la puissance d'entrée à la valeur spécifiée $P_{i,match}$ et procéder au réglage des réseaux d'adaptation d'impédance.

Appliquer une puissance d'entrée appropriée dont le niveau est suffisamment bas par rapport à la puissance d'entrée, $P_{i,match}$, au dispositif à mesurer.

En faisant varier la puissance d'entrée, confirmer que la variation de la puissance de sortie en décibels est identique à celle de la puissance d'entrée.

Le gain, mesuré dans la région où la variation de la puissance de sortie en décibels est identique à celle de la puissance d'entrée est le gain linéaire G_{lin} .

Augmenter la puissance d'entrée jusqu'à ce que le gain en puissance diminue de 1 dB par rapport au gain linéaire G_{lin} .

Mesurer la puissance de sortie au point de compression de gain de 1 dB.

8.4.3.2.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}
- Tension drain-source, V_{DS}
- Courant de drain, I_D
- Fréquences
- Puissance d'entrée, $P_{i,match}$

8.4.3.3 Gain en puissance pour 1 dB de compression du gain ($G_{p(1dB)}$)

8.4.3.3.1 But

Mesurer le gain en puissance pour une compression de gain de 1 dB d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.3.3.2 Schéma

Voir schéma Figure 56.

8.4.3.3.3 Principe de mesure

Le gain en puissance est issu de l'équation (48). On peut calculer le gain en puissance pour une compression de gain de 1 dB, $G_{p(1dB)}$, comme suit:

$$G_{p(1dB)} = G_{lin} - 1 \quad (49)$$

8.4.3.3.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 8.4.3.1.4.

8.4.3.3.5 Précautions à prendre

Voir précautions en 8.4.3.1.5.

8.4.3.3.6 Procédure de mesures

Voir la procédure de mesures en 8.4.3.2.6 et principe de mesure en 8.4.3.3.3.

8.4.3.3.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}
- Tension drain-source
- Courant de drain
- Fréquences
- Entrée $P_{i,match}$

8.4.3.4 Rendement en puissance ajoutée (η_{add})

8.4.3.4.1 But

Mesurer le rendement en puissance ajoutée d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.3.4.2 Schéma

Voir schéma Figure 56.

8.4.3.4.3 Principe de mesure

On obtient le rendement en puissance ajoutée (η_{add}) en pourcentage, ainsi:

$$\eta_{add} = \frac{P_o - P_i}{V_{DS} \times I_D} \times 100 \quad (50)$$

où

V_{DS} est la tension drain-source en volts;

I_D est le courant en ampères;

P_o et P_i sont exprimés en watts.

8.4.3.4.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 8.4.3.1.4.

8.4.3.4.5 Précautions à prendre

Voir précautions en 8.4.3.1.5.

8.4.3.4.6 Procédure de mesures

Il convient de régler la fréquence du générateur RF à la valeur spécifiée.

Appliquer une tension grille-source V_{GS} voisine de la tension de blocage grille-source.

Appliquer la tension drain-source spécifiée V_{DS} .

Régler le courant de drain à la valeur spécifiée en faisant varier V_{GS} .

Appliquer une puissance d'entrée spécifiée au dispositif à mesurer et régler les réseaux d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie de sorte que le wattmètre 2 indique la valeur maximale.

Mesurer la puissance de sortie P_o à la puissance d'entrée spécifiée P_i .

Mesurer également la tension drain-source V_{DS} et le courant de drain I_D correspondant.

8.4.3.4.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}
- Tension drain-source, V_{DS}
- Courant de drain, I_D
- Fréquences
- Puissance d'entrée, P_i

8.4.3.5 Rendement du drain (η_d)

La méthode de mesure présentée en 8.4.3.4 s'applique en remplaçant le terme « η_{add} » par « η_d » qui est donné par l'équation (51).

$$\eta_d = \frac{P_o}{V_{DS} \times I_D} \times 100 \quad (51)$$

où

V_{DS} est la tension drain-source en volts;

I_D est le courant en ampères;

P_o est exprimé en watts.

8.4.3.6 Facteur de bruit (F) et gain associé (G_{as})

8.4.3.6.1 But

Mesurer le facteur de bruit d'un transistor hyperfréquences à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.3.6.2 Schéma

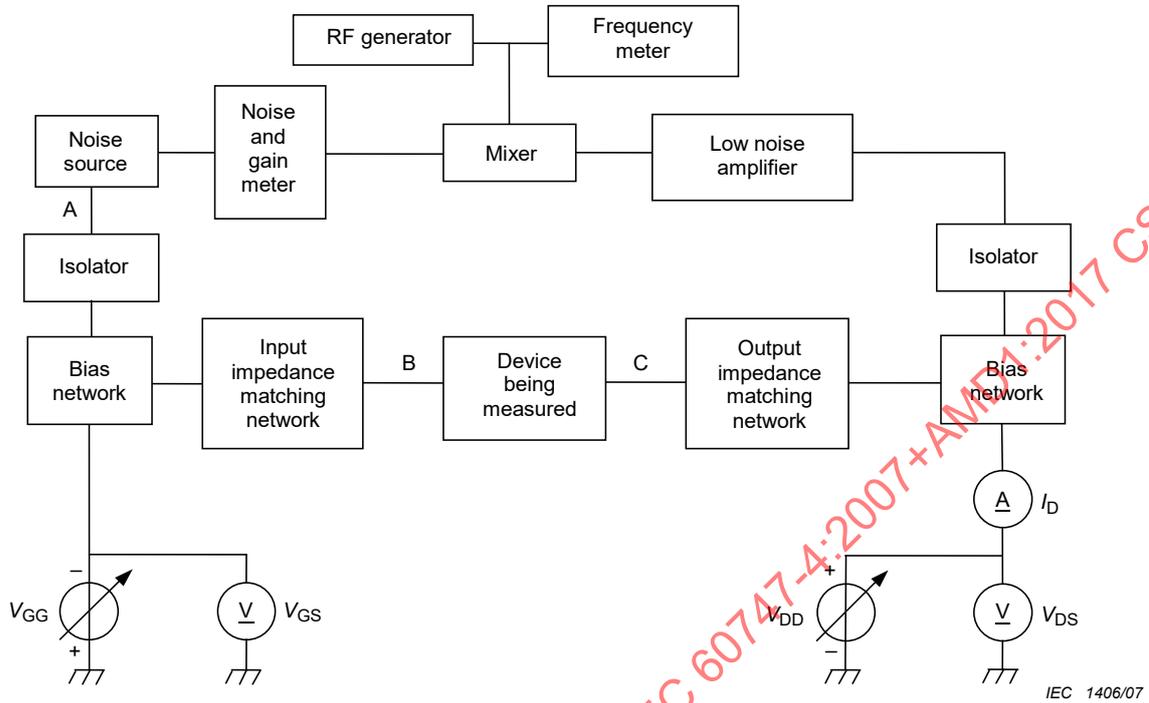


Figure 57 – Circuit de base pour la mesure du facteur de bruit

8.4.3.6.3 Principe de mesure

Le facteur de bruit F du dispositif à mesurer est calculé au moyen de l'équation suivante:

$$F = 10 \log \left(10^{(F_{12} - L_1)/10} - \frac{10^{F_2/10} - 1}{10^{G_{as}/10}} \right) \tag{52}$$

où

F_{12} est le facteur de bruit global;

L_1 est la perte dans le circuit du point A au point B;

F_2 est le facteur de bruit après le point C au niveau de la sortie; et

G_{as} est le gain associé du dispositif à mesurer.

F , F_{12} , F_2 , L_1 et G_{as} sont exprimés en décibels. La mesure du facteur de bruit se fait en utilisant la méthode de mesures chaude et froide. F_{12} , F_2 et G_{as} sont calculés comme suit:

$$F_{12} = 10 \log \left(\frac{10^{ENR/10}}{(P_{N1}/P_{N2}) - 1} \right) \tag{53}$$

$$F_2 = 10 \log \left(\frac{10^{ENR/10}}{(P_{N3}/P_{N4}) - 1} \right) \tag{54}$$

$$G_{as} = 10 \log \left(\frac{P_{N1} - P_{N2}}{P_{N3} - P_{N4}} \right) \quad (55)$$

où

ENR est le rapport de bruit excédentaire de la source de bruit;

P_{N1} et P_{N2} , en W sont les puissances de bruit mesurées respectivement dans les états chaud et froid de la source de bruit;

P_{N3} et P_{N4} , en W sont les puissances de bruit mesurées respectivement dans les états chaud et froid de la source de bruit, dans le cas où le point B est directement connecté au point C de la Figure 57.

La température de la mesure est 290 K.

8.4.3.6.4 Description et exigences du circuit

Il convient de mesurer au préalable la perte L_1 dans le circuit, du point A au point B.

8.4.3.6.5 Précautions à prendre

La totalité du circuit doit être protégée au sens électromagnétique et mise à la terre pour empêcher l'influence de signaux parasites. Pour la mesure du facteur de bruit dans la condition de la bande latérale unique, une attention spéciale doit être prêtée à l'image et à d'autres réponses fictives qui sont produites par le mélangeur. Il convient que ces réponses fictives soient réduites de manière à devenir négligeables.

8.4.3.6.6 Procédure de mesures

Ajuster la fréquence du générateur RF à la condition spécifiée.

Pour mesurer la contribution en bruit du système de mesure, connecter le point B au point C de la Figure 57 sans le dispositif à mesurer et ajuster les réseaux d'adaptation des impédances d'entrée et de sortie à 50 Ω .

Mesurer les puissances de bruit P_{N3} et P_{N4} , correspondant respectivement aux sources de bruit chaude et froide.

Calculer le facteur de bruit F_2 , en décibels, au moyen de l'équation (54).

Insérer le dispositif à mesurer de la manière indiquée à la Figure 57.

Appliquer la tension grille-source V_{GS} (voisine de la tension de blocage grille-source).

Appliquer la tension drain-source spécifiée V_{DS} .

Régler le courant de drain I_{DS} à la valeur spécifiée en faisant varier V_{GS} .

Mesurer les puissances de bruit P_{N1} et P_{N2} , correspondant respectivement aux sources de bruit chaude et froide, pendant l'ajustement des réseaux d'adaptation des impédances d'entrée et de sortie.

Calculer le facteur de bruit F_{12} , en décibels, au moyen de l'équation (53).

Calculer le gain associé G_{as} , en décibels, au moyen de l'équation (55).

Calculer le facteur de bruit F , en décibels, au moyen de l'équation (52).

Ajuster le réseau d'adaptation de l'impédance d'entrée à la valeur minimale de F .

Ajuster le réseau d'adaptation de l'impédance de sortie à la valeur maximale de G_{as} .

Répéter les deux étapes ci-dessus jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de réduction de facteur de bruit F possible.

8.4.3.6.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Tension drain-source
- Courant de drain
- Fréquences
- Bande latérale simple ou double.

8.4.3.7 Facteur de bruit minimal (F_{\min}), résistance de bruit d'entrée équivalente (R_n) et facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal ($r_{GF\min}$)

8.4.3.7.1 But

Mesurer le facteur de bruit minimal, la résistance de bruit d'entrée équivalente et le facteur de réflexion de la source pour un facteur de bruit minimal d'un transistor hyperfréquences à effet de champ dans les conditions spécifiées.

8.4.3.7.2 Schéma

Voir schéma en 8.4.3.6.2.

8.4.3.7.3 Principe de mesure

Voir le principe de mesure en 8.4.3.6.3.

La dépendance du facteur de bruit par rapport à l'admittance de la source peut être exprimée par:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left\{ (G_s - G_0)^2 + (B_s - B_0)^2 \right\} \quad (56)$$

où

- F est le facteur de bruit ;
- F_{\min} est le facteur de bruit minimal ;
- R_n est la résistance de bruit d'entrée équivalente ;
- G_s est la conductance de la source ;
- B_s est la susceptance de la source ;
- G_0 est la conductance de la source pour F_{\min} ;
- B_0 est la susceptance de la source pour F_{\min} .

Pour déterminer les quatre paramètres F_{\min} , R_n , G_0 et B_0 , il convient de résoudre quatre équations dimensionnelles simultanées.

De l'équation (56)

$$F = F_{\min} + \frac{R_n |Y_0|^2}{G_s} - 2 R_n G_0 + \frac{R_n |Y_s|^2}{G_s} - 2 R_n B_0 \left(\frac{B_s}{G_s} \right) \quad (57)$$

où $Y_0 = G_0 + jB_0$ (58)

$Y_s = G_s + jB_s$ (59)

Dans l'équation (57), X_1 , X_2 , X_3 , et X_4 sont définis de la manière suivante:

$$\begin{aligned} X_1 &= F_{\min} - 2 R_n G_0 \\ X_2 &= R_n |Y_0|^2 \\ X_3 &= R_n \\ X_4 &= R_n B_0 \end{aligned} \tag{60}$$

Alors, l'équation (57) conduit aux équations suivantes pour n Y_s différents:

$$\begin{aligned} F_{(1)} &= X_1 + \frac{1}{G_{s(1)}} X_2 + \frac{|Y_{s(1)}|^2}{G_{s(1)}} X_3 - 2 \left(\frac{B_{s(1)}}{G_{s(1)}} \right) X_4 \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ &\quad \cdot \\ F_{(n)} &= X_1 + \frac{1}{G_{s(n)}} X_2 + \frac{|Y_{s(n)}|^2}{G_{s(n)}} X_3 - 2 \left(\frac{B_{s(n)}}{G_{s(n)}} \right) X_4 \end{aligned} \tag{61}$$

En substituant dans l'équation (60) X_1 , X_2 , X_3 , et X_4 obtenus au moyen de l'équation (61), les quatre paramètres sont déterminés comme suit:

$$F_{\min} = X_1 + 2 \sqrt{X_2 X_3 - X_4^2} \tag{62}$$

$$R_n = X_3 \tag{63}$$

$$G_0 = \sqrt{X_2 / X_3 - (X_4 / X_3)^2} \tag{64}$$

$$B_0 = X_4 / X_3 \tag{65}$$

$r_{GF_{\min}}$, facteur de réflexion de la source pour F_{\min} , est déterminé au moyen de G_0 et B_0 ci-dessus.

8.4.3.7.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 8.4.3.6.4.

8.4.3.7.5 Précautions à prendre

Voir précautions en 8.4.3.6.5.

8.4.3.7.6 Procédure de mesures

Ajuster la fréquence du générateur RF à la condition spécifiée.

Insérer le dispositif à mesurer de la manière indiquée à la Figure 57.

Appliquer la tension grille-source V_{GS} (voisine de la tension de blocage grille-source).

Appliquer la tension drain-source spécifiée V_{DS} .

Régler le courant de drain I_{DS} à la valeur spécifiée en faisant varier V_{GS} .

Ajuster le réseau d'adaptation de l'impédance d'entrée de telle manière que l'admittance de la source devienne $(G_{S(10)}, B_{S(10)})$.

Ajuster le réseau d'adaptation de l'impédance de sortie de telle manière que le gain de puissance maximal soit atteint.

Mesurer le facteur de bruit $F_{(10)}$ selon la procédure décrite en 8.4.3.6.6.

En répétant la procédure ci-dessus n fois, déterminer $F_{(10)-(n)}$ pour l'admittance de la source n $(G_{S(10)-(n)}, B_{S(10)-(n)})$.

Déterminer les paramètres de bruit F_{min} , R_n et r_{GFmin} à partir des équations (61) à (65).

8.4.3.7.7 Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température du point de référence
- Tension drain-source
- Courant de drain
- Fréquences
- Bande latérale simple ou double.

8.4.3.8 Paramètres de diffusion (S_{ij})

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.10 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.9 Fréquence maximale d'oscillation (f_{max})

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.11 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.10 Fréquence de transition (f_T)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.12 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.11 Fréquence du rapport de transfert unité du courant (f_1)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.13 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.12 Gain maximal disponible ($G_{a(max)}$)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.14 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.13 Gain maximal stable (G_{ms})

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.15 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.14 Gain d'insertion en puissance ($|S_{21}|^2$)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.16 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.15 Distorsion d'intermodulation (deux fréquences porteuses) (P_1/P_n , P_n/P_1)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.17 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.4.3.16 Puissance d'entrée au point interception (pour les produits d'intermodulation) ($P_{i,n(IP)}$) et puissance de sortie au point interception (pour les produits d'intermodulation) ($P_{o,n(IP)}$)

La méthode de mesure présentée en 7.4.3.18 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.5 Méthodes de vérification

8.5.1 Tolérance de charge non adaptée (Ψ_L)

La méthode de vérification présentée en 7.5.1 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.5.2 Tolérance de source non adaptée (Ψ_S)

La méthode de vérification présentée en 7.5.2 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

8.5.3 Robustesse de charge non adaptée (Ψ_R)

La méthode de vérification présentée en 7.5.3 s'applique en remplaçant les termes et les symboles conformément à la règle de remplacement représentée dans les Tableaux 10 et 11.

9 Réception et fiabilité – Exigences spécifiques

9.1 Conditions pour les essais électriques

Les circuits et les conditions d'essais, pour chaque catégorie de dispositifs, sont énumérés dans le Tableau 12. La spécification applicable indiquera le ou les essais à effectuer.

9.2 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception

Les caractéristiques définissant la défaillance, leurs critères de défaillance et leurs conditions de mesure, pour chaque catégorie de dispositifs, sont énumérés dans le Tableau 13.

NOTE Il convient que les caractéristiques soient mesurées suivant l'ordre dans lequel elles figurent dans ce tableau, car les modifications des caractéristiques résultant de certains mécanismes de défaillance peuvent, en totalité ou en partie, être masquées par l'influence d'autres mesures.

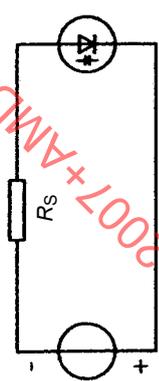
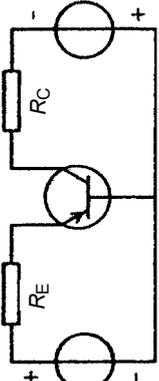
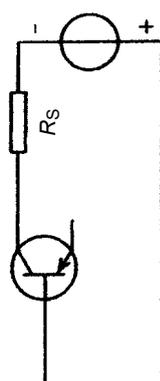
9.3 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité

(A l'étude).

9.4 Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai

Lorsqu'un dispositif est devenu défectueux par suite d'une erreur d'essai (telle qu'une défaillance de l'appareillage de mesure ou d'essai, ou une erreur de l'opérateur), le défaut doit être noté sur le compte rendu d'essais avec une explication de la cause.

Tableau 12 – Modes opératoires et circuits d'essai

Catégories de dispositifs	Essais	Conditions de fonctionnement		Circuits d'essai	Remarques
		Courant	Tension		
Diode à capacité variable pour accord	Polarisation en inverse à haute température		$V_R = V_R \text{ max.}$	Température de fonctionnement la plus élevée $t_{amb(max)}$ ou $t_{case(max)}$ selon spécifications	 $R_s =$ résistance limitant le courant
Diodes mélangeuses		A l'étude			
Diodes Impatt		A l'étude			
Diodes Gunn		A l'étude			
Transistors bipolaires	Durée en fonctionnement	$I_C = \frac{P_{tot(max)}}{V_{CE}}$ (voir 7.2.6 de la IEC 60747-1:2006)	$V_{CE} = 0,7 V_{CE0} \text{ max.}$ (NOTE 1)	(voir 7.2.4 de l'IEC 60747-1:2006 et de l'IEC 60747-1:2006/AMD1:2010)	 $R_E \geq \frac{10V_{EB}}{I_E}$ $R_C \approx \frac{V_{CB}}{I_C}$
	Polarisation en inverse à haute température		$V_{CB} = V_{CB0} \text{ max.}$	Température de fonctionnement la plus élevée $t_{amb(max)}$ ou $t_{case(max)}$ selon spécifications	 $R_s =$ résistance limitant le courant

NOTE 1 Il convient que les conditions d'essai correspondent à la région de fonctionnement sûr lorsqu'elles sont spécifiées. La tension est diminuée pour être inférieure à $0,7 V_{CE0} \text{ max.}$ pour rester dans la région de fonctionnement sûr.

NOTE 2 Changer le circuit de manière appropriée pour les transistors NPN.

Tableau 12 (suite)

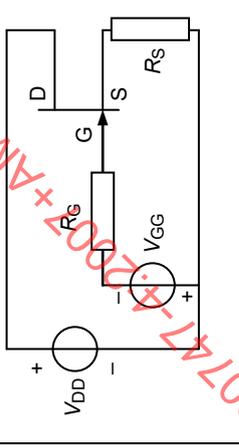
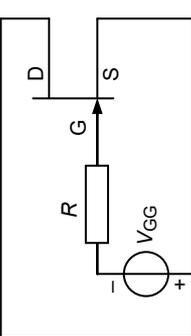
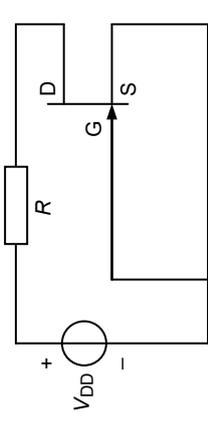
Catégories de dispositifs	Essais	Conditions de fonctionnement			Circuits d'essai	Remarques
		Courant	Tension	Température		
Transistors à effet de champ	Durée en fonctionnement	$I_b = \frac{P_{tot\max.}}{V_{DS}}$ $I_b < I_{bss\ min.}$	VGG = ajusté pour obtenir la valeur requise de ID De préférence, pour une meilleure régulation; VDS = valeur spécifiée (de préférence 0,8 VDS max.) VDD = 2 VDS	t_{amb} ou t_{case} selon spécifications Voir 7.2.4 de l'IEC 60747-1:2006 et de l'IEC 60747-1:2006/AMD1:2010		$R_G = 10\ k\Omega$ ou selon spécification $R_S \approx \frac{V_{DS}}{I_b}$
	Polarisation en inverse à haute température Types à appauvrissement	$V_{DS} = 0$ $V_{GS} = 0,7$ à $0,8\ V_{GS0\ max.}$ (de préférence 0,8)	Température de fonctionnement la plus élevée $t_{amb(max)}$ ou $t_{case(max)}$ selon spécifications		$R =$ résistance limitant le courant	
	Polarisation en inverse à haute température Types à enrichissement	$V_{GS} = 0$ $V_{DS} = 0,7$ à $0,8\ V_{DSS\ max.}$ (de préférence 0,8)	Température de fonctionnement la plus élevée $t_{amb(max)}$ ou $t_{case(max)}$ selon spécifications		$R =$ résistance limitant le courant	

Tableau 13 – Critères de défaillance et conditions de mesure

Catégories de dispositifs	Caractéristique définissant le défaut	Critères de défaillance (NOTE 1)	Conditions de mesure
Diodes à capacité variable pour accord	I_R	$>2 \times \text{USL}$	V_R le plus élevé spécifié pour I_R
	V_F	$>1,1 \times \text{USL}$	I_F le plus élevé spécifié pour V_F
	Q or r_s	$<0,5 \times \text{LSL}$ $>2 \times \text{USL}$	V_R le plus faible spécifié pour Q
Diodes mélangeuses	A l'étude		
Diodes Impatt	A l'étude		
Diodes Gunn	A l'étude		
Transistors bipolaires	I_{CBO}	$>2 \times \text{USL}$	V_{CB} le plus élevé spécifié pour I_{CBO}
	h_{21E} (h_{21e} (NOTE 2))	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>1,2 \times \text{USL}$	Une valeur de I_C pour laquelle une tolérance sur h_{21E} (h_{21e}) est spécifiée (limites haute et basse)
	V_{CEsat}	$>1,2 \times \text{USL}$	I_C le plus grand spécifié pour V_{CEsat}
	F (NOTE 3)	$>\text{USL} + 3 \text{ dB}$	I_C le plus petit spécifié pour F
Transistors à effet de champ	$V_{(BR)GS}$ or I_{GSS}	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>10 \times \text{USL}$	Une valeur de I_G pour laquelle une tolérance sur $V_{(BR)GS}$ est spécifiée (limites haute et basse) Une valeur de V_{GS} pour laquelle une tolérance sur I_{GSS} est spécifiée (limites haute et basse)
	V_{GSoff}	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>1,2 \times \text{USL}$	Une valeur de I_D pour laquelle une tolérance sur V_{GSoff} est spécifiée (limites haute et basse)
	I_{DSS}	$<0,9 \times \text{LSL}$ $>1,1 \times \text{USL}$	A value of V_{DS} pour laquelle une tolérance sur I_D est spécifiée (limites haute et basse)
	NOTE 1 USL = spécification de la limite haute. LSL = spécification de la limite basse. NOTE 2 Seulement si aucune tolérance n'est spécifiée pour h_{21E} ou si h_{21E} n'est pas spécifié. NOTE 3 Quand cela s'applique.		

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

FINAL VERSION

VERSION FINALE

**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+AMD1:2017 CSV

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 $V_{(BR)}$	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 (Ψ_L)	103
7.5.2	Source mismatch tolerance (Ψ_S)	106
7.5.3	Load mismatch ruggedness (Ψ_R)	110
8	Field-effect transistors	111
8.1	General	111
8.2	Terms and definitions	111
8.3	Essential ratings and characteristics	114
8.3.1	General	114
8.3.2	Limiting values (absolute maximum rating system)	115
8.4	Measuring methods	116
8.4.1	General	116
8.4.2	DC characteristics	117
8.4.3	RF characteristics	123
8.5	Verifying methods	134
8.5.1	Load mismatch tolerance (Ψ_L)	134
8.5.2	Source mismatch tolerance (Ψ_S)	134
8.5.3	Load mismatch ruggedness (Ψ_R)	134
9	Assessment and reliability – specific requirements	134
9.1	Electrical test conditions	134
9.2	Failure criteria and failure-defining characteristics for acceptance tests	134
9.3	Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests	134
9.4	Procedure in case of a testing error	134
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..... 103

Figure 46 – Circuit for the verification of load mismatch tolerance in the method 2..... 105

Figure 47 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in the method 1..... 107

Figure 48 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in the method 2.....	109
Figure 49 – Circuit for the verification of load mismatch ruggedness	110
Figure 50 – Circuit for the measurements of gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$	118
Figure 51 – Circuit for the measurements of gate-drain breakdown voltage, $V_{(BR)GDO}$	118
Figure 52 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case	119
Figure 53 – Timing chart of DC pulse to be supplied to the device being measured	121
Figure 54 – Calibration curve $V_{GSF} = f(T_{ch})$ for fixed $I_{G(ref)}$, evaluation of α	122
Figure 55 – V_{GSF2} in function of delay time τ_4	123
Figure 56 – Circuit for the measurement of output power at specified input power	124
Figure 57 – Circuit for the measurements of the noise figure and associated gain.....	129
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	115
Table 8 – DC characteristics	115
Table 9 – RF characteristics	116
Table 10 – Replacing rules for terms.....	117
Table 11 – Replacing rules for symbols.....	117
Table 12 – Operating conditions and Test circuits	135
Table 13 – Failure criteria and measurement conditions	137

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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 itself does not provide any attestation of conformity. Independent certification bodies provide conformity assessment services and, in some areas, access to IEC marks of conformity. IEC is not responsible for any services carried out by independent certification bodies.
- 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.

DISCLAIMER

This Consolidated version is not an official IEC Standard and has been prepared for user convenience. Only the current versions of the standard and its amendment(s) are to be considered the official documents.

This Consolidated version of IEC 60747-4 bears the edition number 2.1. It consists of the second edition (2007-08) [documents 47E/330/FDIS and 47E/339/RVD] and its amendment 1 (2017-01) [documents 47E/499/CDV and 47E/517/RVC]. The technical content is identical to the base edition and its amendment.

This Final version does not show where the technical content is modified by amendment 1. A separate Redline version with all changes highlighted is available in this publication.

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

This second edition 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.

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 the base publication and its amendment will remain unchanged until the stability 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+AMD1:2017 CSV

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, *International Electrotechnical Vocabulary – Chapter 702: Oscillations, signals and related devices* (available at: <<http://www.electropedia.org>>)

IEC 60747-1:2006, *Semiconductor devices – Part 1: General*
IEC 60747-1/AMD 1:2010

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

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

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:

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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:

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

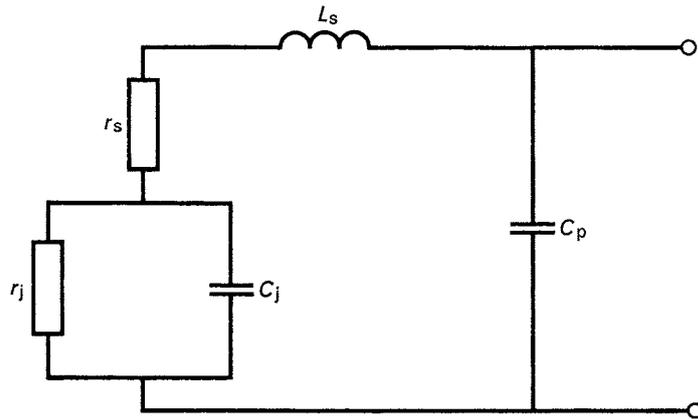
where V is the magnitude of the applied reverse voltage and K , ϕ and γ are three constants. The manufacturer should specify the typical values for K , ϕ and γ .

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.

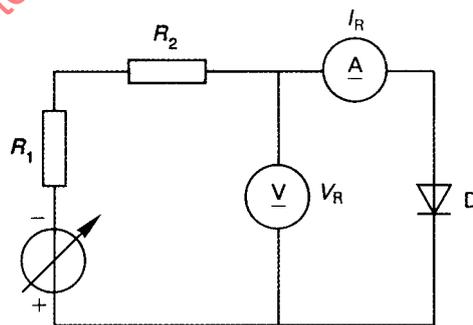
3.1.4 Measuring methods

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.

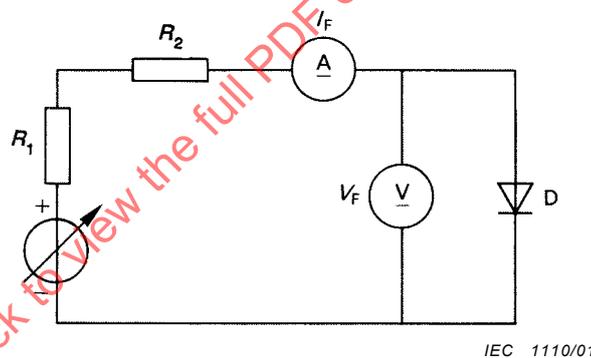
The reverse current I_R is read from the ammeter A.

e) *Specified conditions*

- Ambient, case or reference-point temperature (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Reverse voltage (V_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***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}

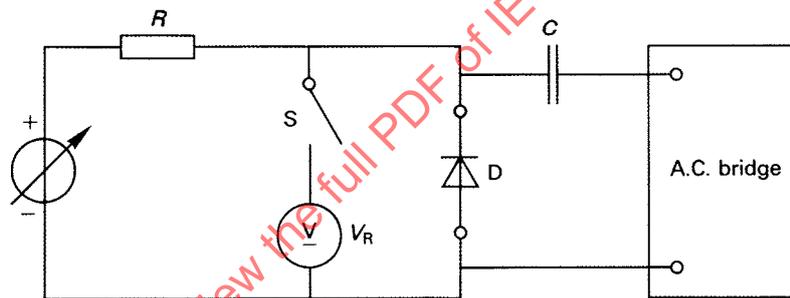
The measurement of total capacitance ($C_{tot} = C_j + C_p$) should be made at a sufficiently low frequency (below microwave frequencies) so that the effects of the lead inductance may be neglected. Under these conditions, the measured value of terminal capacitance is independent of frequency.

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*

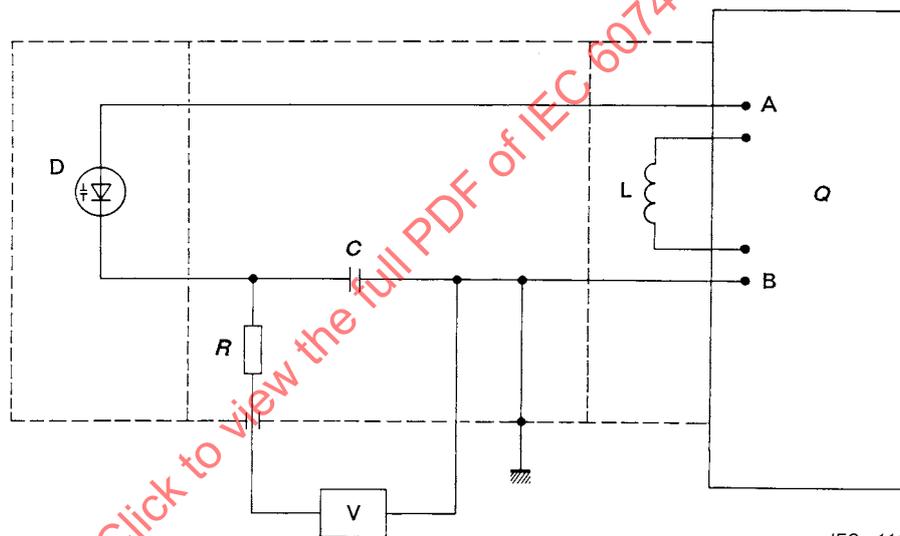
Ambient or case temperature (t_{amb} , t_{case}).

- 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 C₁, the factor Q of the circuit and the magnitude of the variable capacitance with the diode not in circuit; and Q₂ and C₂, 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 ≤ C_j for these diodes, C_p and C_j can be used interchangeably in this section.

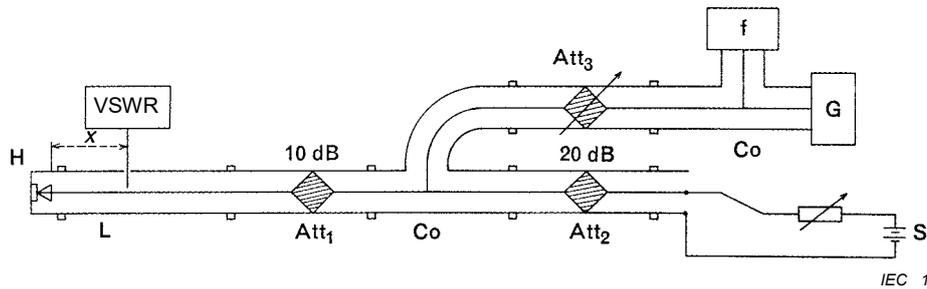
3.1.4.5 Series resistance r_s

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;

λ 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.

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

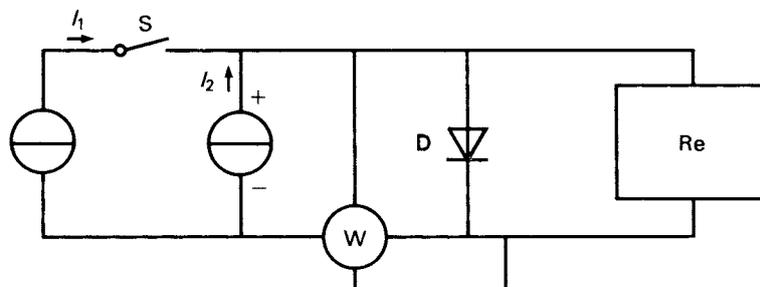
To measure the transient thermal impedance between the junction and a reference point (preferably at the case) of the device being measured.

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.

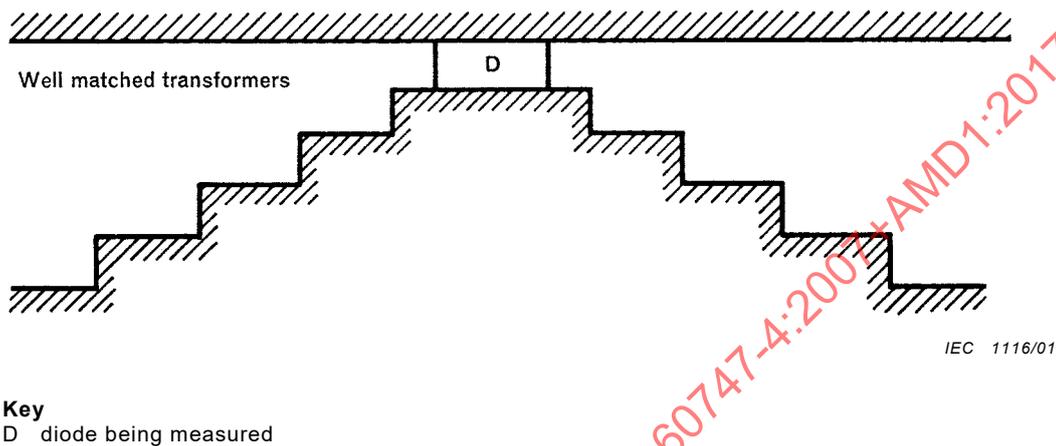


Figure 9 – Waveguide mounting

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.

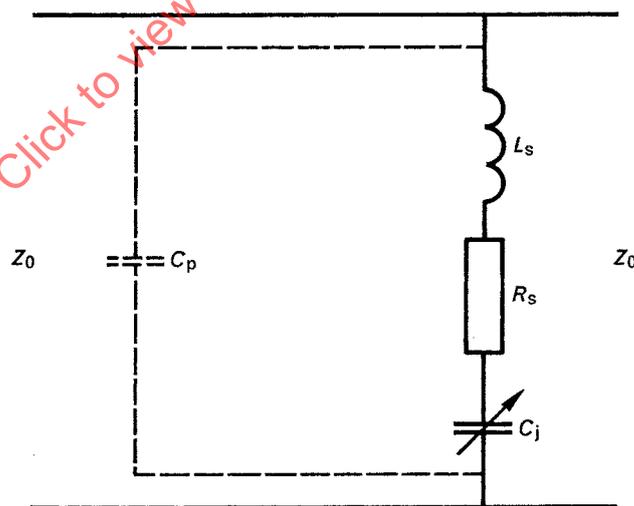


Figure 10 – Equivalent circuit of mounted diode

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.

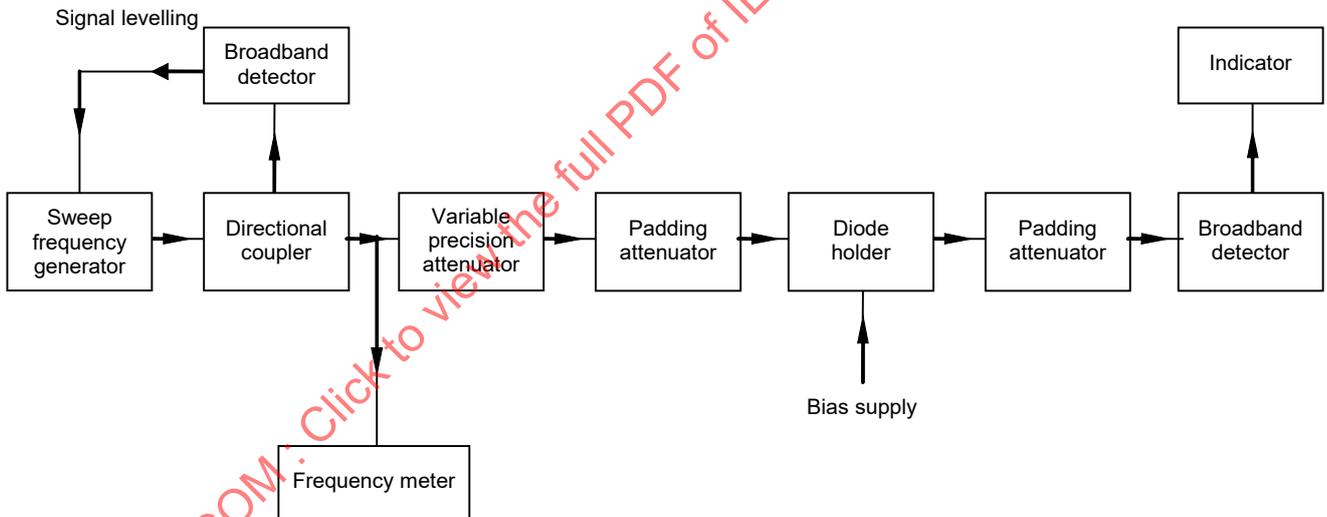
Four measurements, namely:

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

enable the four unknown quantities:

- 1) series resistance (R_s);
- 2) junction capacitance (C_j);
- 3) series inductance (L_s);
- 4) variation of junction capacitance with bias to be determined.

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.

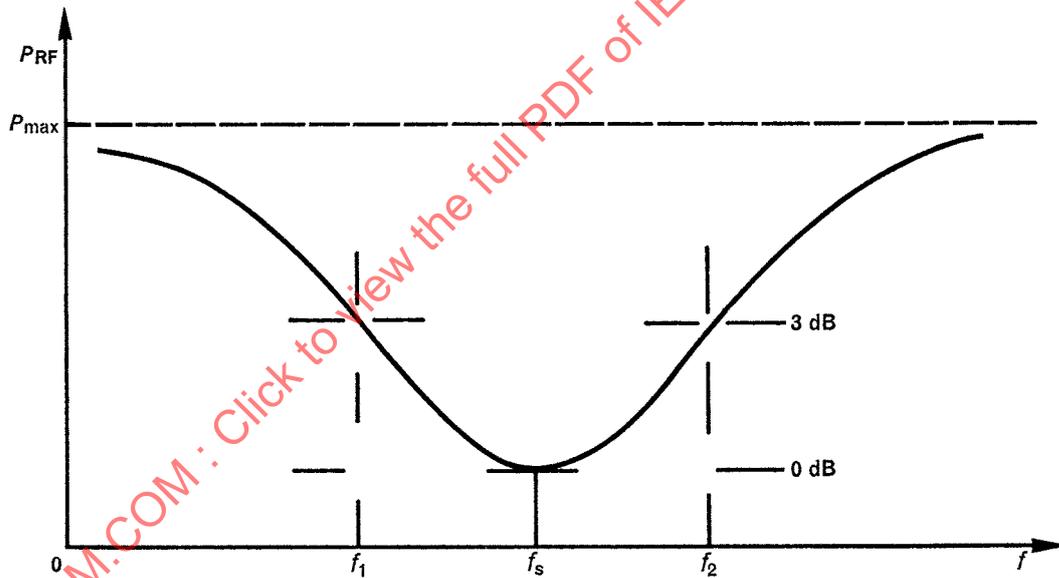
A measure of the change in the effective Q value with bias may also be obtained.

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:

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



IEC 1119/01

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 (γ)

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

The bias voltage which is required to provide the defined value of forward current is determined. Then using this forward voltage (V_F) and the defined reverse voltage (V_{-x}), corresponding values of C_j may be obtained from the $\frac{1}{f_s^2}$ or KC_j plot against the bias voltage (see 3.1.4.9.1.4.4).

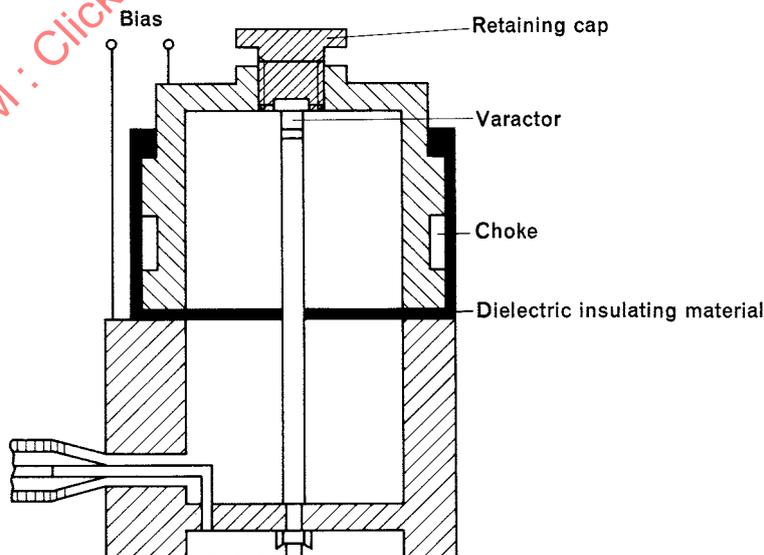
If $C_{j(V_F)}$ and $C_{j(V_{-x})}$ are the capacitance values respectively, then:

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

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_{co} at bias voltage V_0 .

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

The following characteristics must be determined for the cavity:

- f_{ro} is the resonant frequency of the cavity with the varactor at the bias voltage V_0 ;
- Q_{ro} 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:

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

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

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

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

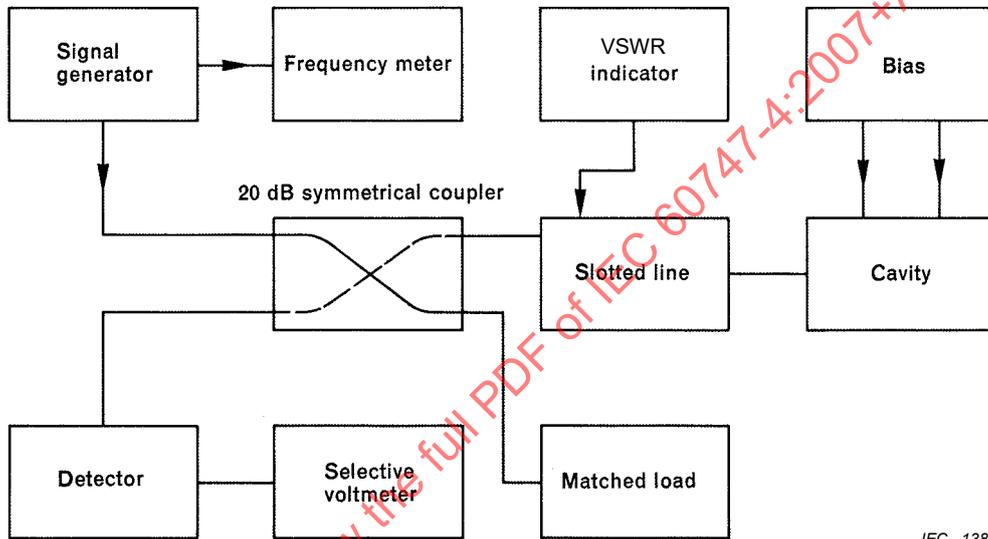
$$r_{so} = \frac{1}{2\pi f_{co} C_{jo}}$$

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;

φ 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 (ρ) at that place by the expression:

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

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

$$Z_2 = \alpha Z_1 + j\beta \tag{4}$$

where α and β are real numbers.

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

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

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

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

This transformation is pertinent to the reactance values, so that the ratio $\frac{\Delta X}{R}$ as obtained from equations (5) and (6), is seen to be independent of the transformation constants α and β .

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

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

Hence if:

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

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:

$$Q = \Delta Q \times \sigma \tag{7}$$

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

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

Derivation of σ

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

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

where

ϕ is the quasi-contact potential difference;

η is the factor of non-linear dependence of C on V.

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

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

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

The value of σ may then be obtained from:

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

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

Derivation of ΔQ

The value of ΔQ may be obtained from using either of the two 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 η_1 and η_2 (viz. values usually obtained in the case of high-quality diodes), equation (10) may be simplified to:

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

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

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

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

where

r_x is the VSWR at bias value x ;

θ 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 ΔX is then measured "relative to R " as ΔQ , 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 σ as given in equations (8) and (9).

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

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

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

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 ΔQ_{12} , ΔQ_{23} and ΔQ_{13} for the three bias values as given for equation (9) and then examine whether the values satisfy the following relation:

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

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

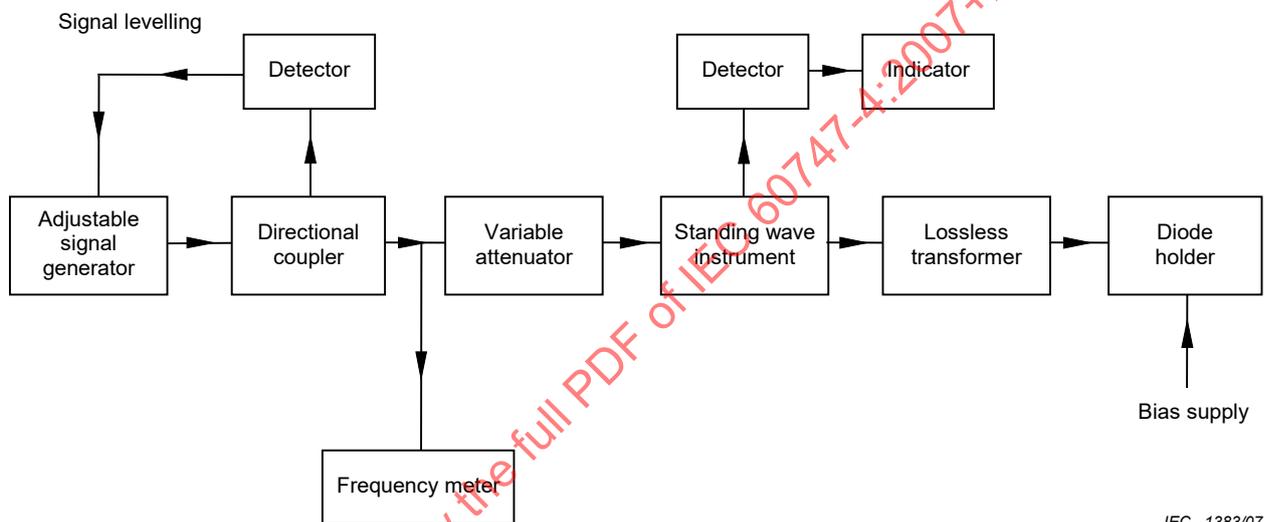
Capacitance measurement

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

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

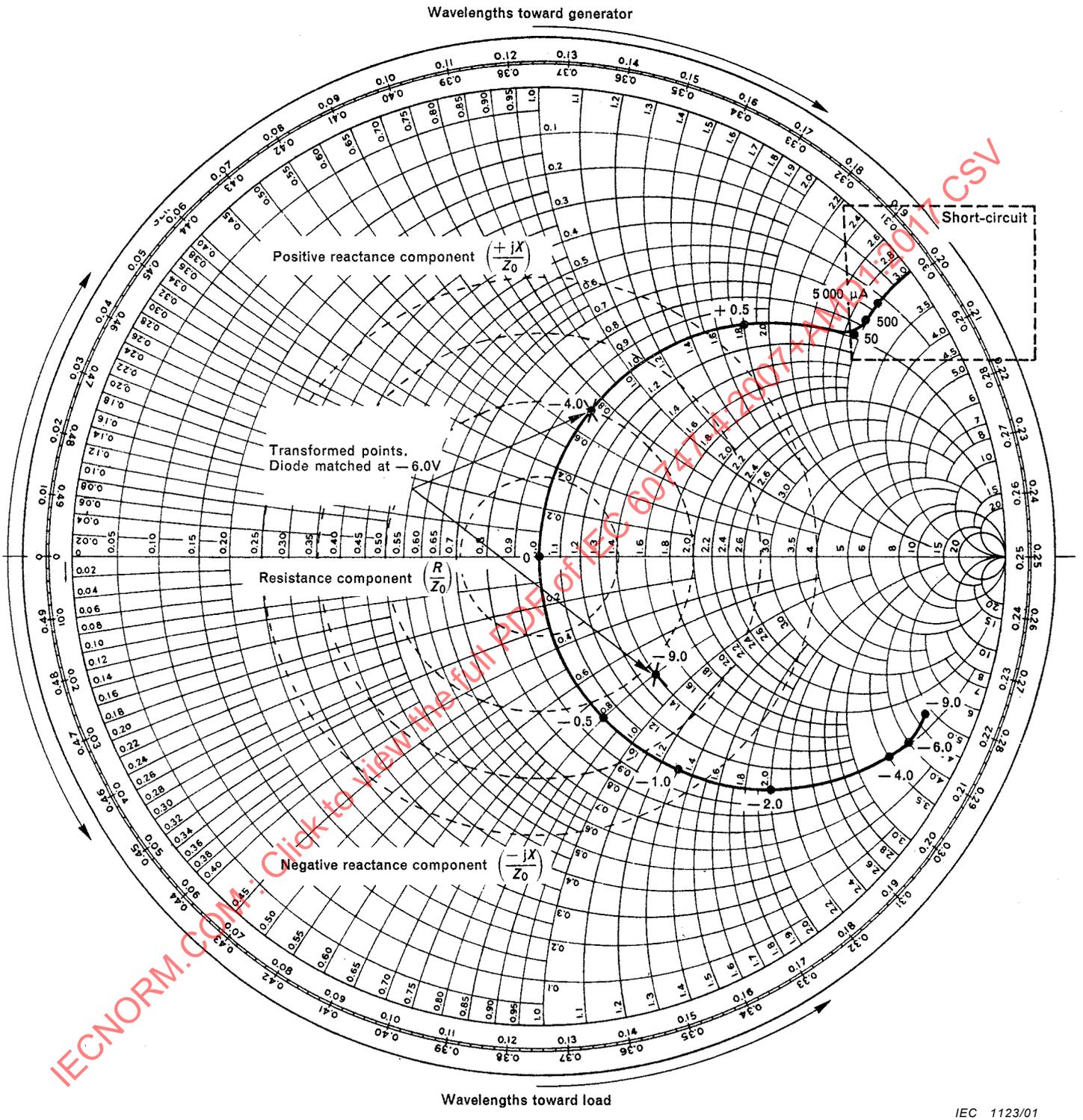
$$C(V) = C(V) \left(\frac{\phi - V'}{\phi - V} \right)^{1/n} \quad \text{with } n > 0 \quad (19)$$

NOTE Although the measurements in this 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



IEC 1123/01

Key
Frequency 10 GHz
Diameter \varnothing 0,5 V

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

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

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

thus:

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

and:

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

hence:

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

from which:

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

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 ΔQ . 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.

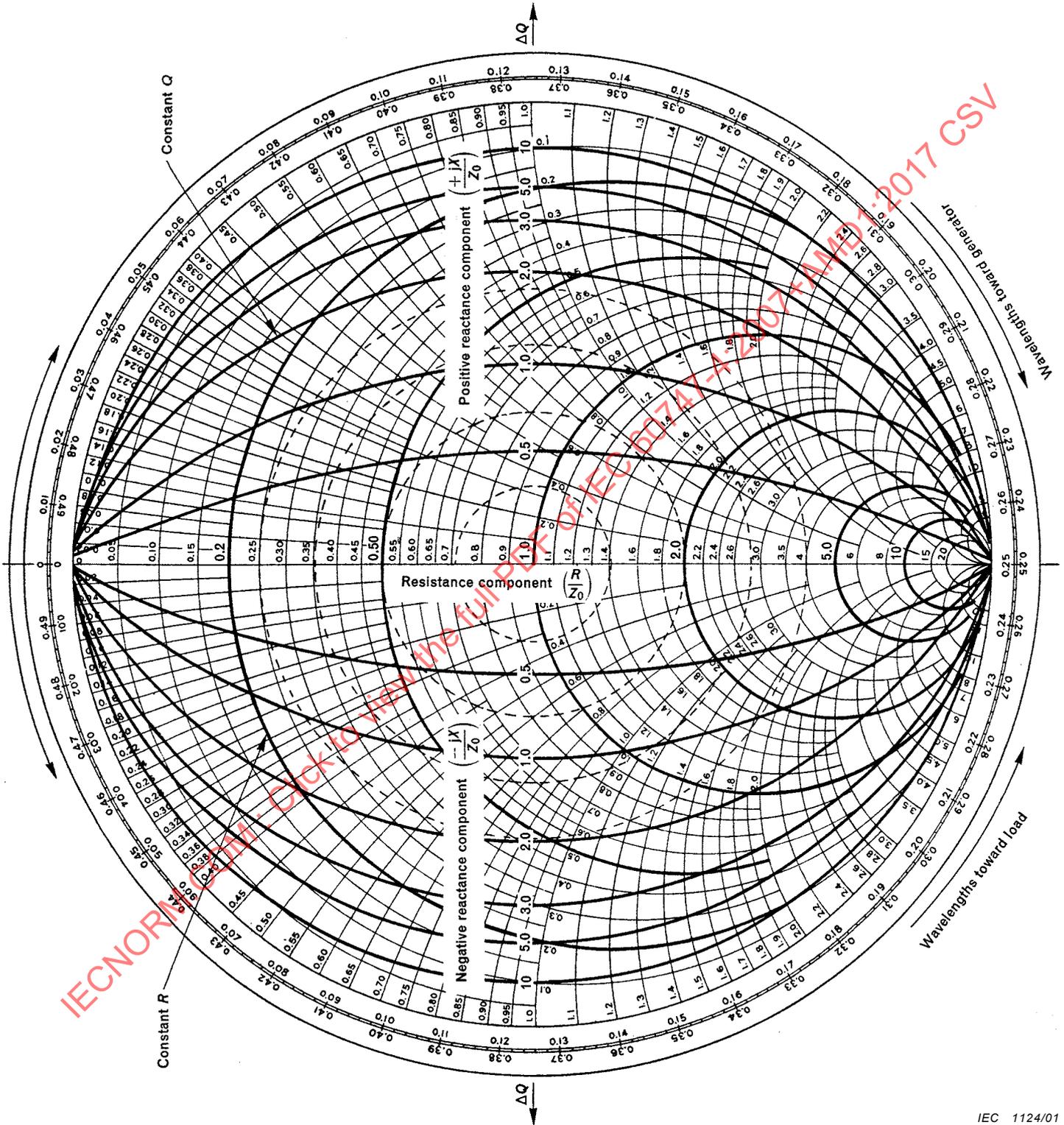


Figure 17 – Modified Smith chart indicating constant Q and constant R circles

3.2 Snap-off diodes, Schottky diodes

3.2.1 General

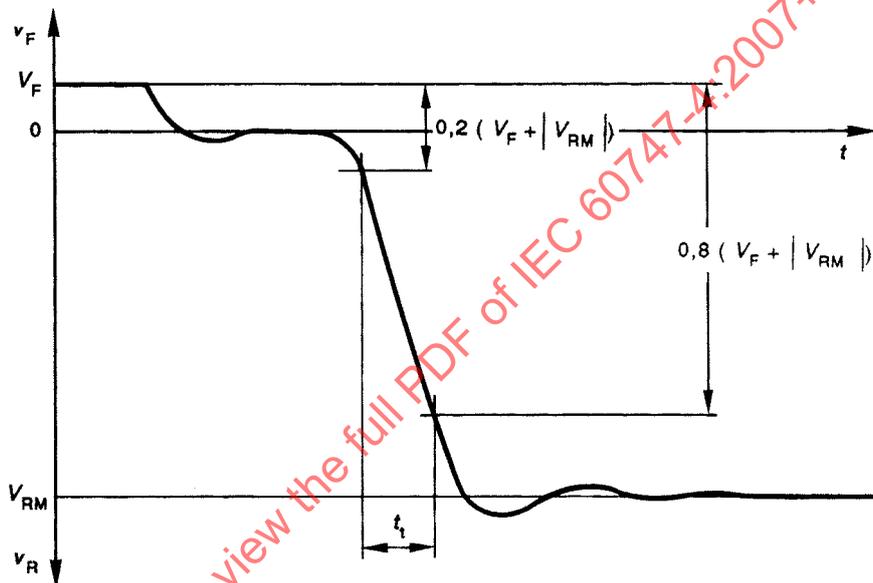
Snap-off (step recovery) diodes may be specified either as ambient rated or case rated or, where appropriate, as both.

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.

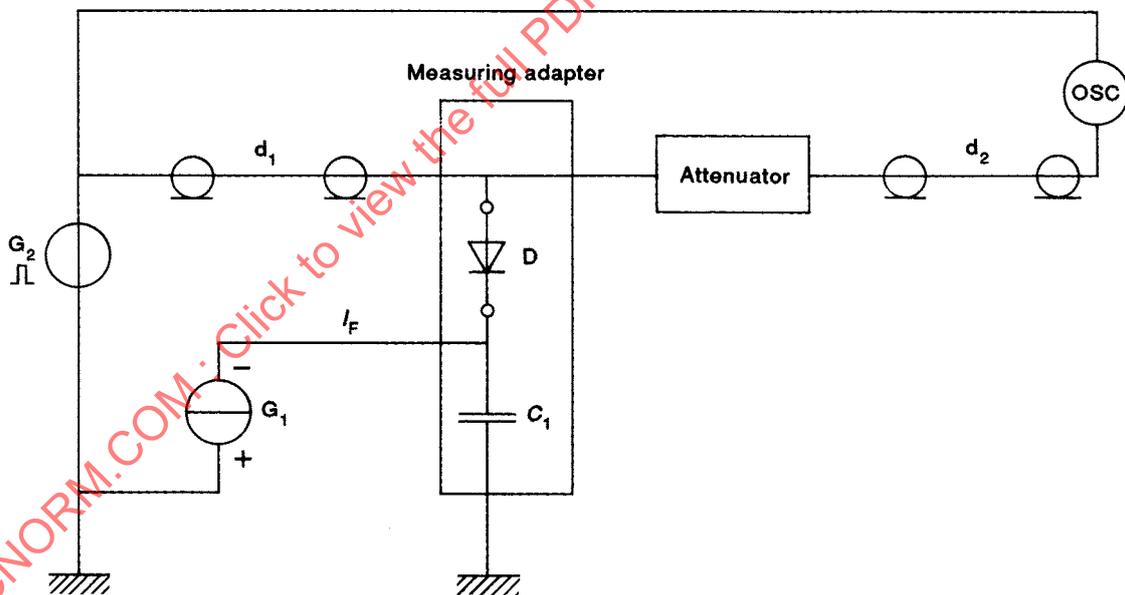
3.2.4 Measuring methods

3.2.4.1 Transition time (t_t)

a) *Purpose*

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

b) *Circuit diagram*



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 Ω) at which the measurement is carried out.

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

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

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

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;

ϵ_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).

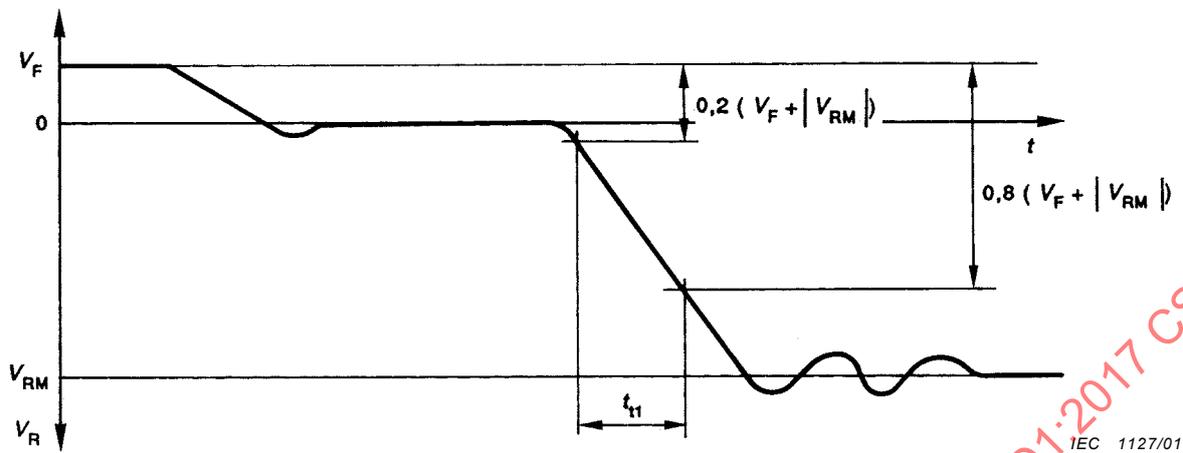


Figure 20 – Time interval (t_{t1})

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*

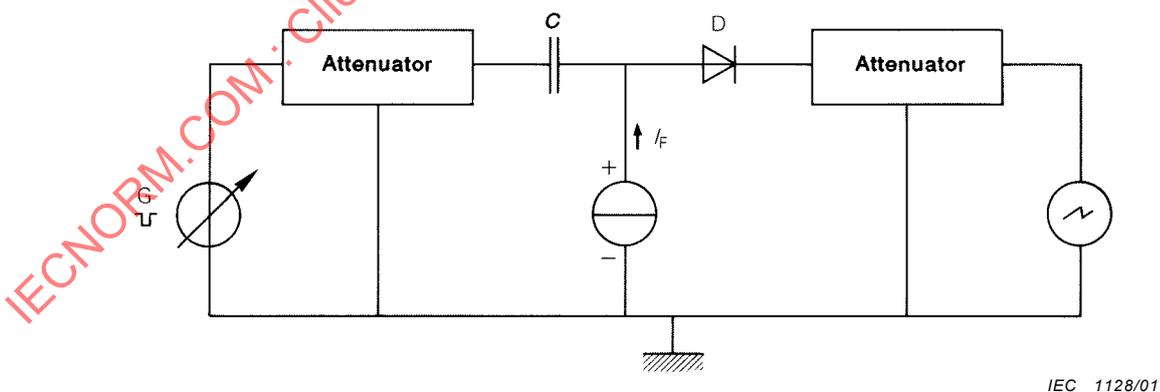
- Forward current (I_F)
- Reverse voltage (V_{RM})
- Characteristic impedance of the line (Z_0), if different from 50 Ω .
- Case inductance of the diode (L_{sc}).
- Stored charge (Q_s).

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*



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 Ω unless otherwise specified. The rise times of the generator and of the oscilloscope should be small compared with t_{rr} .

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

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

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

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

C_L = total capacitance of the circuit including the diode.

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

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

d) *Precautions to be observed*

No special precaution.

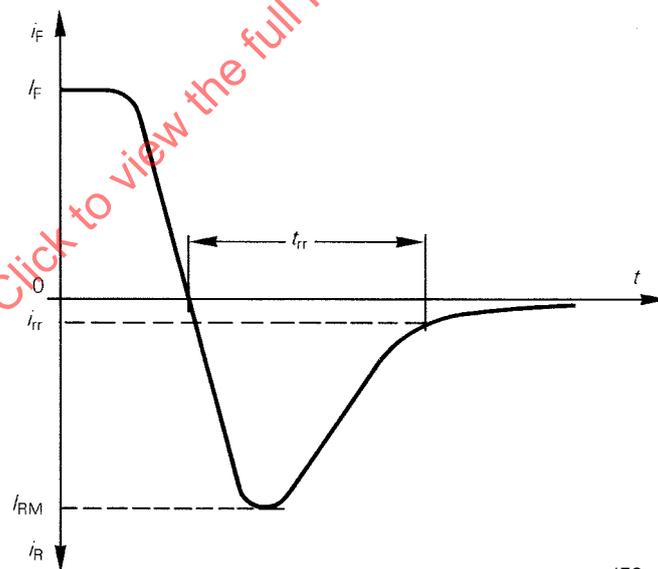
e) *Measurement procedure*

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

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.).

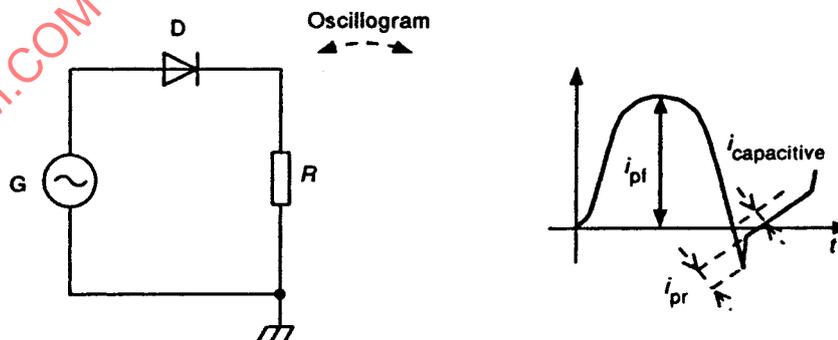
3.2.4.3.2 Principle of measurement

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

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 ψ of the diode.

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



IEC 1140/01

Figure 23 –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

τ is the carrier lifetime of the diode under test;

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

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

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

Ψ is the forward voltage;

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

3.2.4.3.3 Circuit diagram

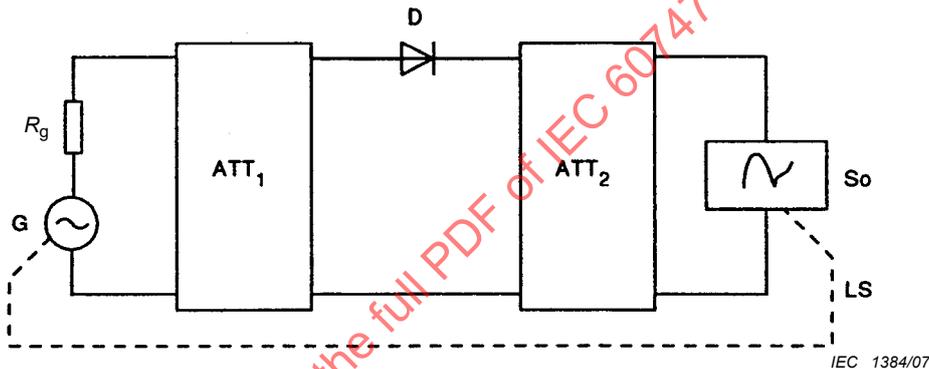


Figure 24 – Circuit for the measurement of the excess carrier effective lifetime

where

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

R_g is the internal resistance of the sinusoidal wave generator;

ATT₁ is the attenuator, $Z_0 = R_g$;

D is the diode under test;

ATT₂ 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 ATT₂.

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

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

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

Caution: It should be ascertained that:

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

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

Example: Given

$$R_g = 50 \Omega$$

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

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

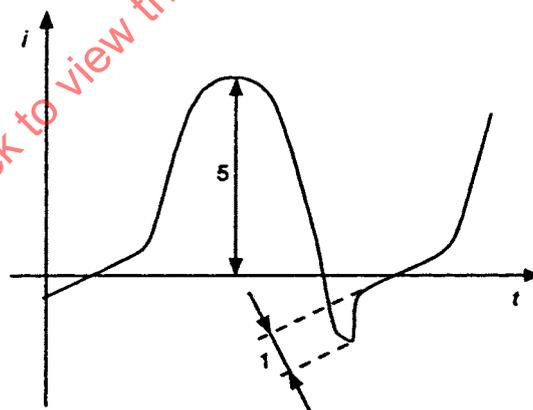
$ATT_1 = 10 \text{ dB}$, $ATT_2 = 20 \text{ dB}$ (these values are generally sufficient to reduce the effect of the mismatch appearing during the cycle after the carrier lifetime measurement).

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

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

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: $\tau = 500 \text{ ps}$.

3.2.4.3.5 Requirements

The value of τ 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) ± 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:

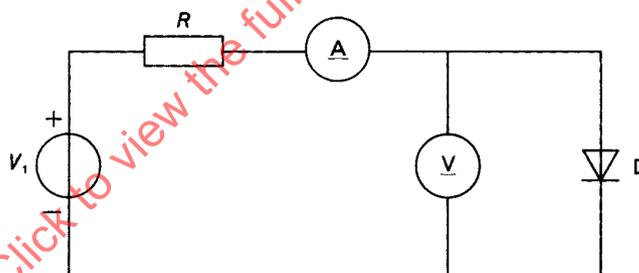
- 4.1.3.4 Application data
 - 4.1.3.4.1 Maximum external circuit d.c. resistance
 - 4.1.3.4.2 Maximum and recommended values of mean forward current
 - 4.1.3.4.3 Minimum current at specified continuous (direct) forward voltage
 - 4.1.3.4.4 Maximum current at specified continuous (direct) reverse voltage
 - 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)

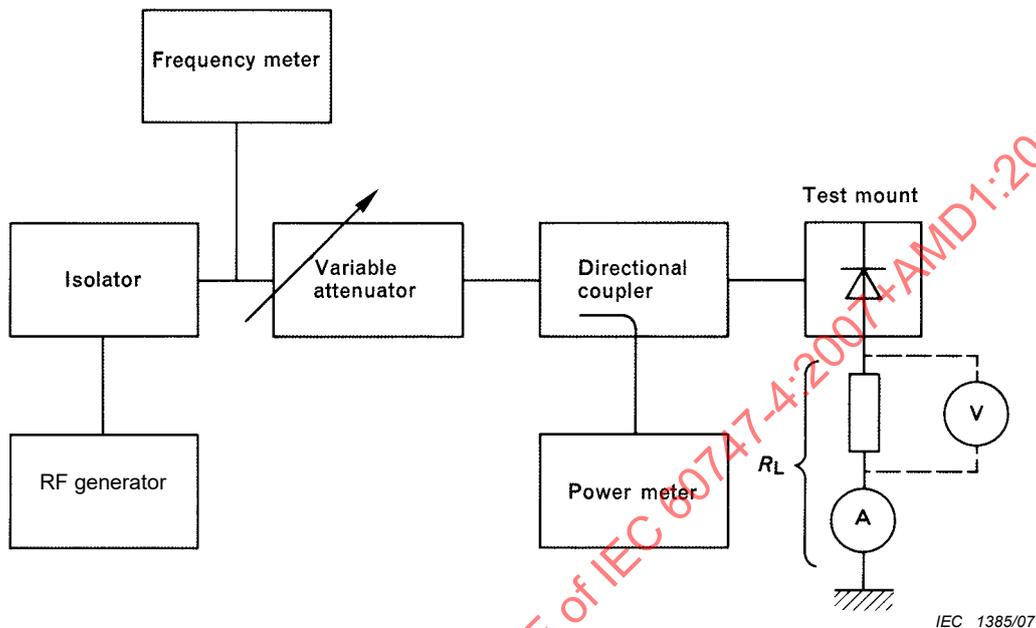
The reverse current is measured with the diode operating under given conditions by the method stated in 3.1.4.1.

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 Ω .

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

4.1.4.3.4 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.

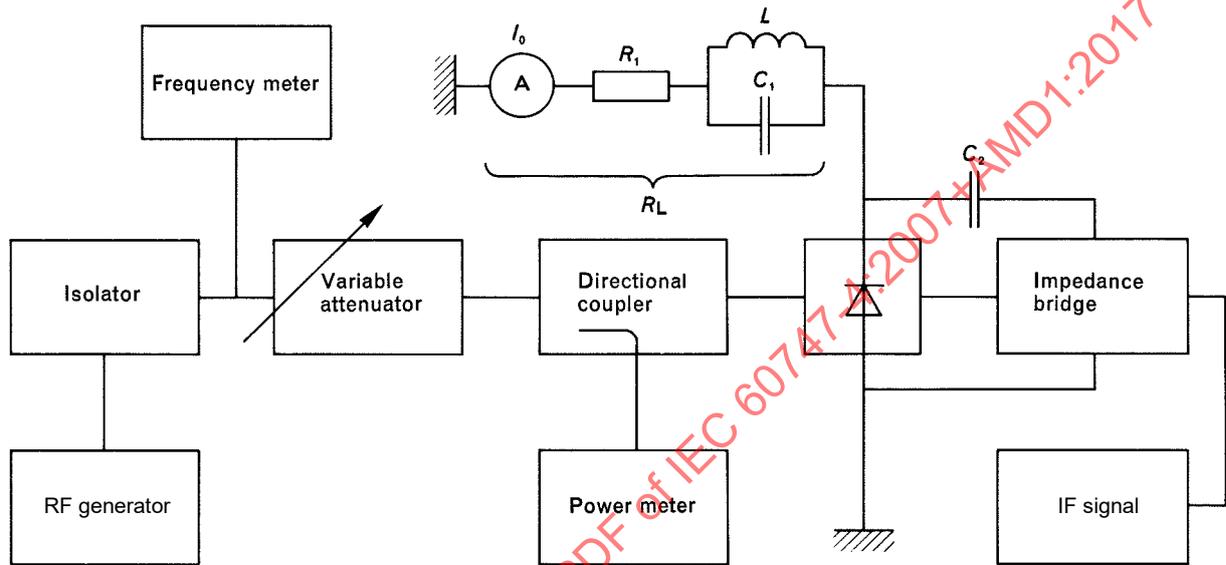
4.1.4.4 Intermediate frequency impedance (Z_{if})

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

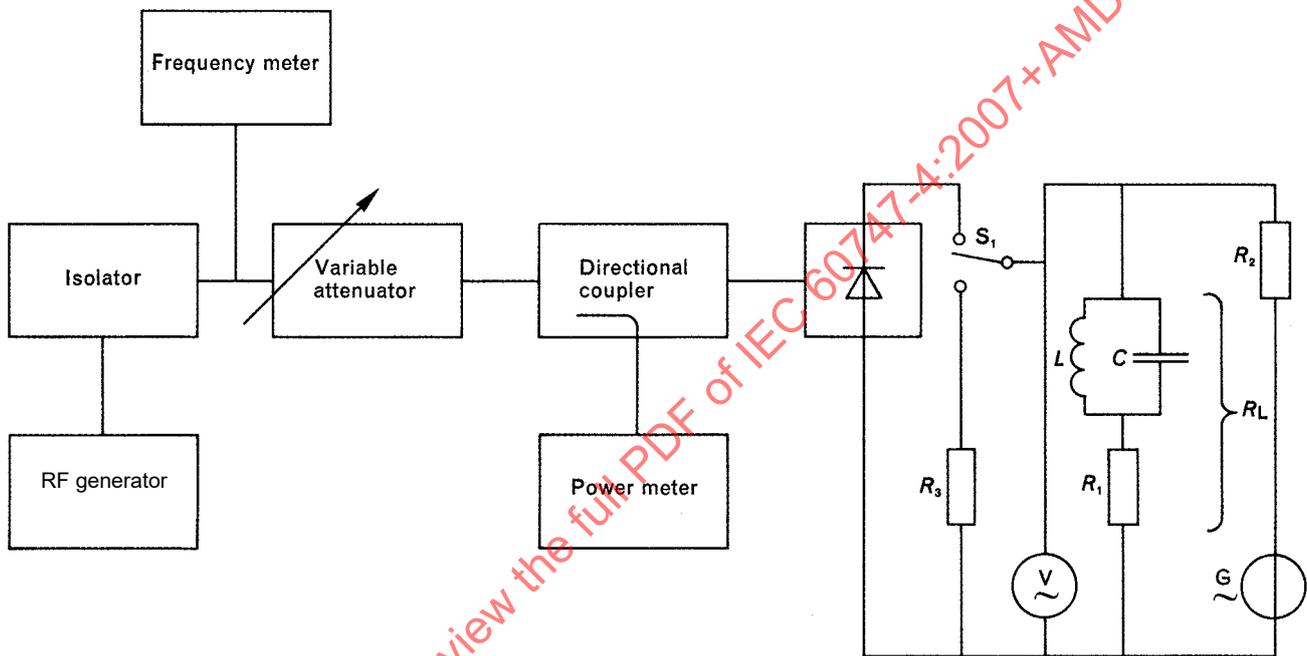
The diode is inserted into the test mount.

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} .

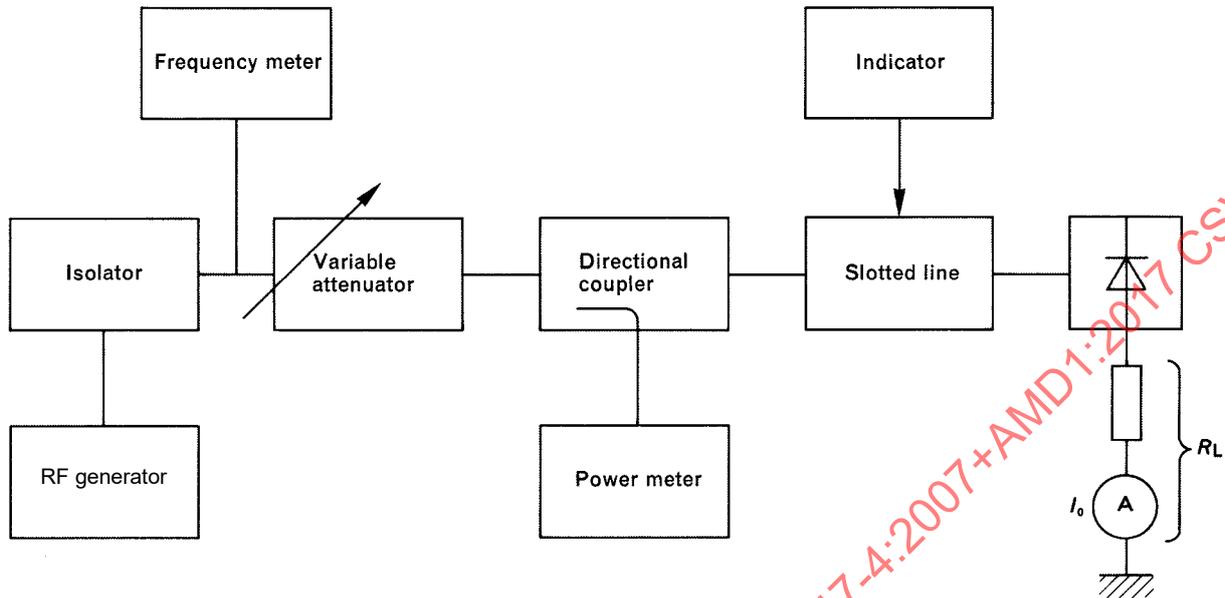
Alternatively, in place of the switch S_1 and reference resistor R_3 , a number of calibrating resistors having appropriate values in the required IF impedance range may be introduced into the diode envelope and the output voltmeter calibrated accordingly.

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.

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:

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

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:

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

where

N_1 is the output noise power;

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

T_o is the absolute temperature. in kelvins (taken for convenience as 293 ± 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:

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

and hence:

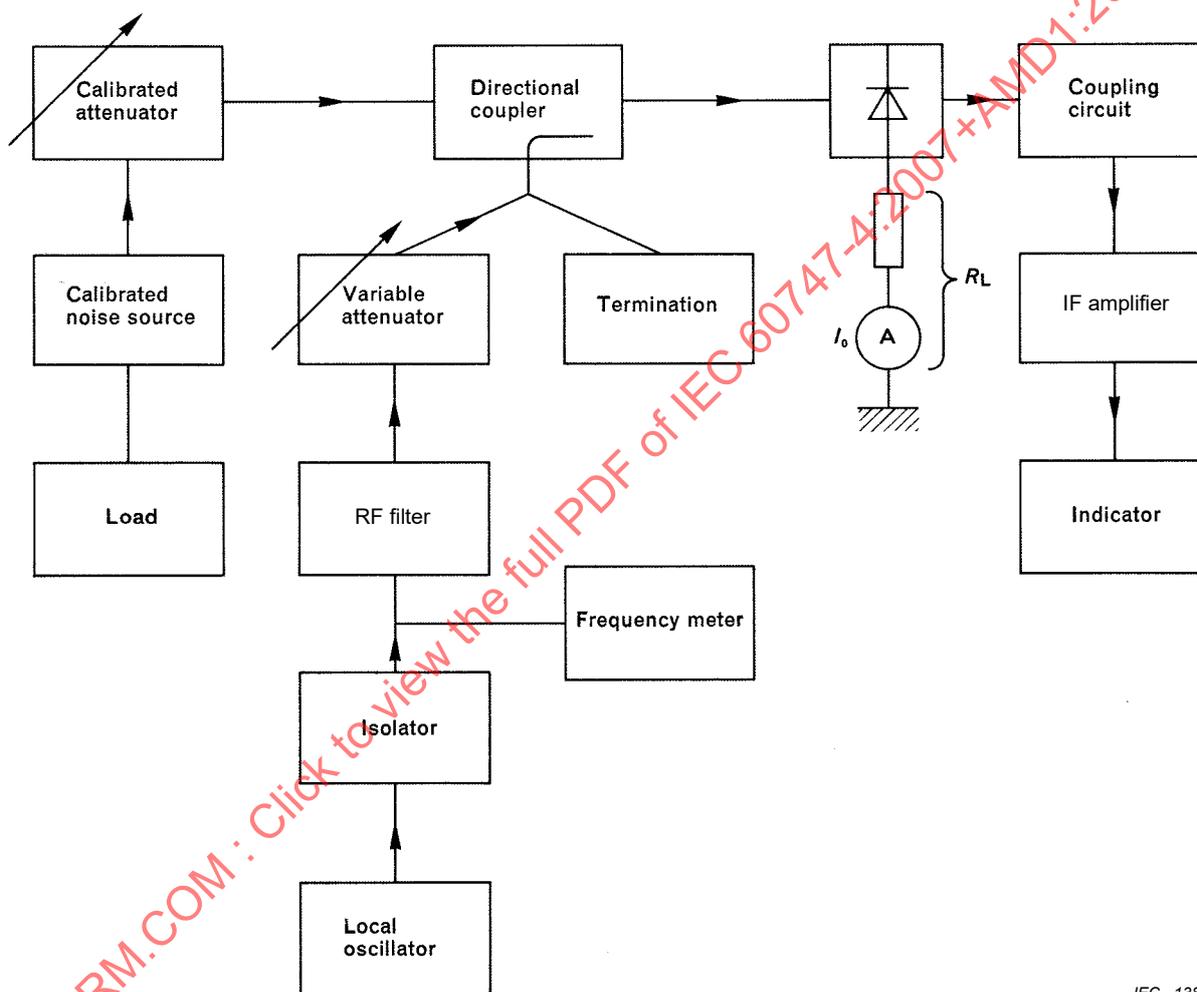
$$\frac{N_2}{N_1} = 1 + \frac{N'}{F k T_o B}$$

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

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

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: $F_o = \frac{N'}{k T_o B} \left[\frac{1}{a_{rf}} \right]$

where a_{rf} is the RF attenuation

Since:

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

then:

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

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.:

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

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

which, expressed in decibels, becomes:

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

where a_{ff} 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:

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

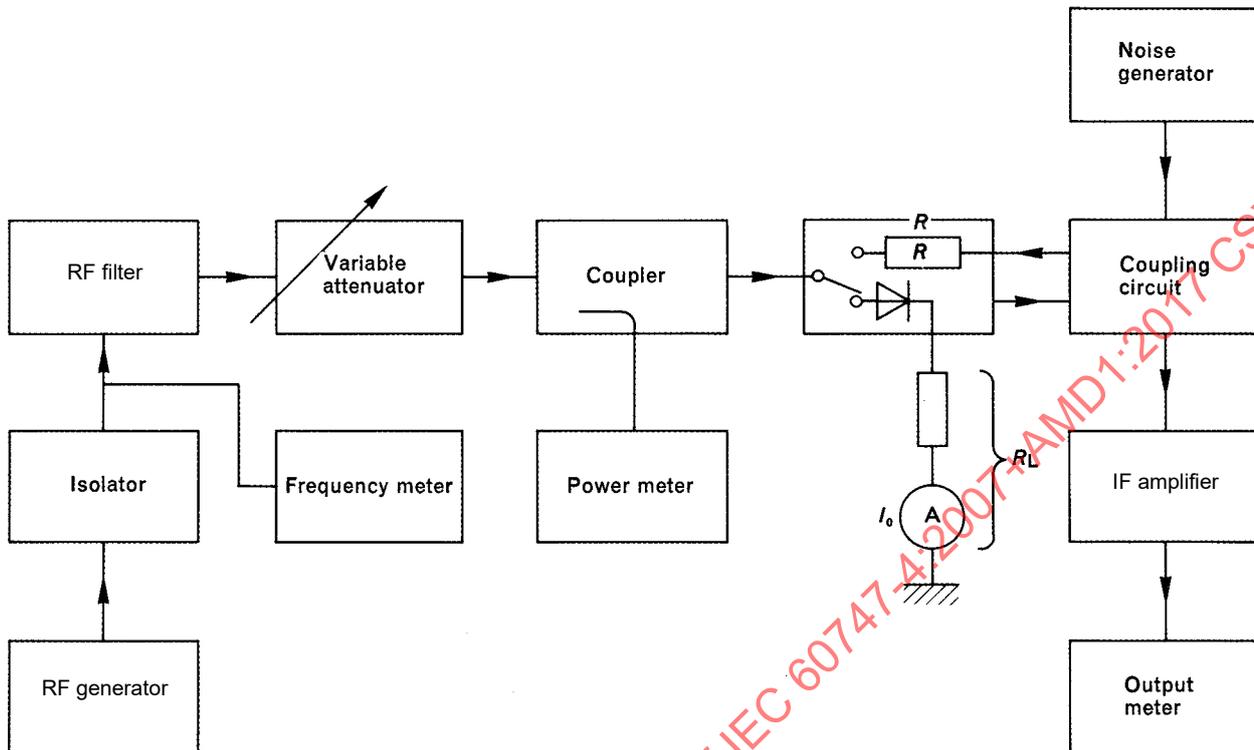
4.1.4.7 Output noise ratio

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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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 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⁻¹);

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

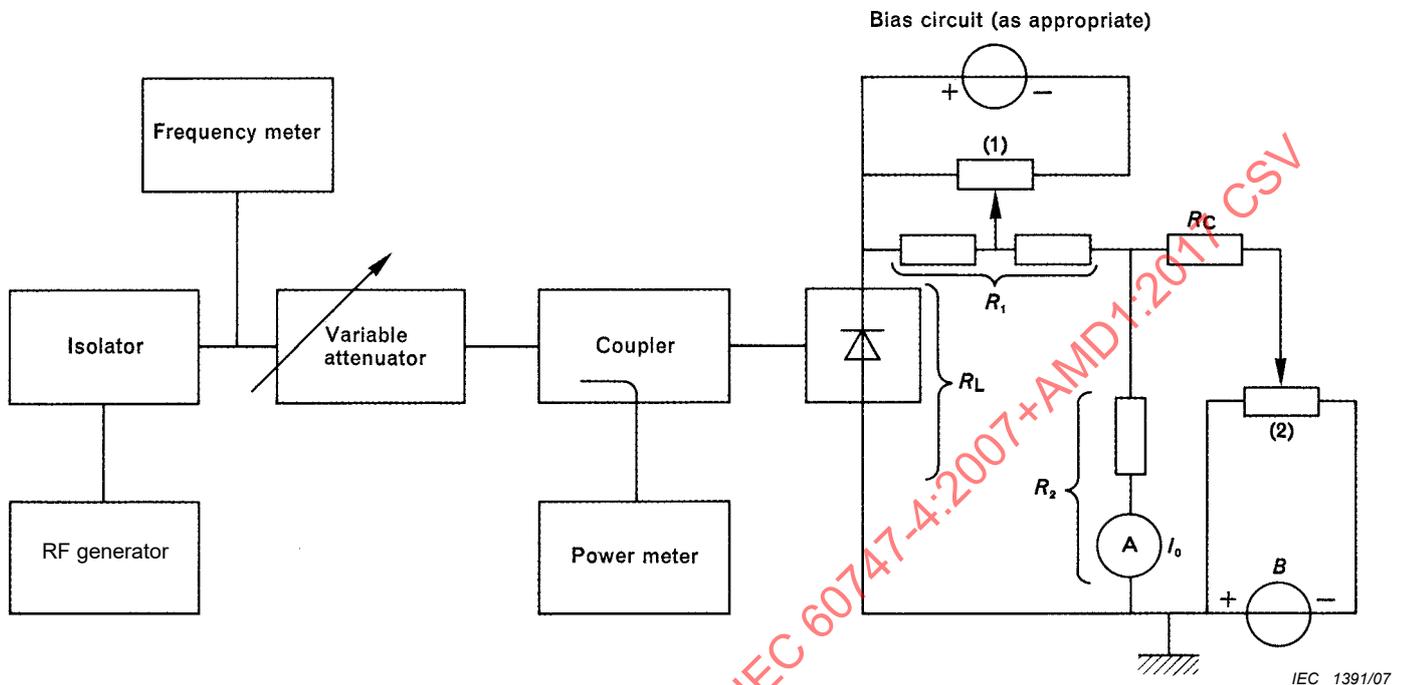


Figure 33 – Circuit for the measurement of conversion loss in d.c. incremental method

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 Ω . Alternatively, an electronically regulated constant-current source may be substituted for this resistor, the battery, and potentiometer 2. The resistance between the mixer and the tap of potentiometer 1 is much lower than R_1 .

4.1.4.8.1.3 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 (ΔP) and the resulting small change in rectified current (ΔI_0) is measured.

The conversion loss is then derived from the expression:

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

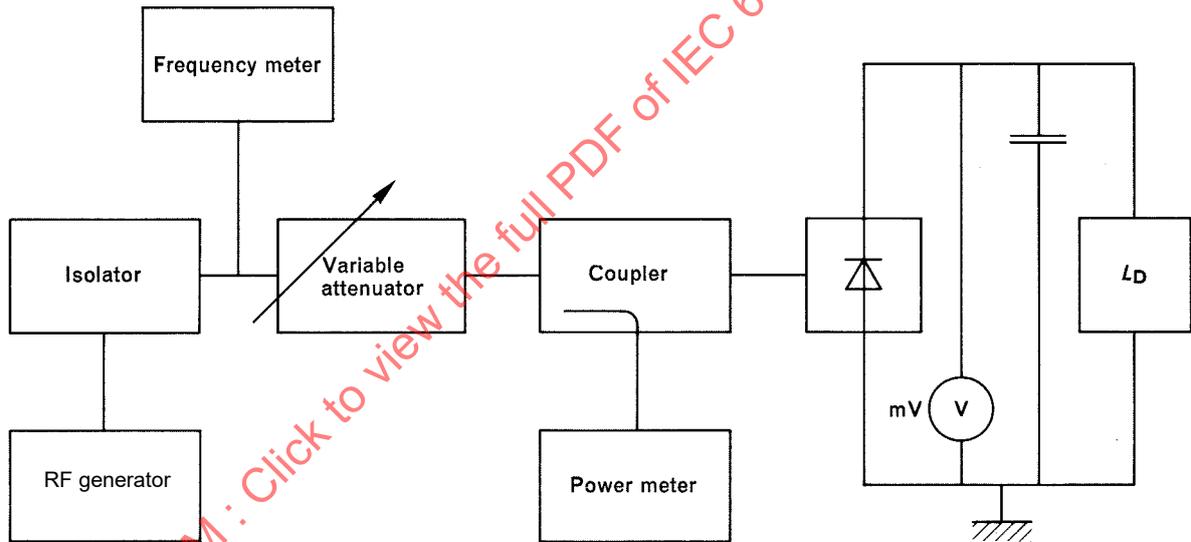
where

- ΔP is the small change in microwave power;
- ΔI_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.

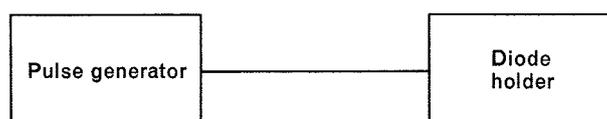
However, if the amplitude modulation method is used to obtain absolute measurements, it is essential to obtain an accurate measurement of m , P and R_L .

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 4×10^{-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) = 8×10^{-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
4.2.3.3.2 Forward current					
Minimum value at specified voltage		+			
4.2.3.3.3 Reverse current					
Maximum value at specified reverse voltage		+			
4.2.3.3.4 Ratio of the forward current at two specified bias voltages, or coefficient <i>n</i> (note 2)					
Typical value		+			
4.2.3.3.5 Voltage standing wave ratio					
Maximum value when fitted on mount and operating under specified conditions (note 3)	+	+	+	+	
Maximum value(s) under specified conditions (note 4)			(note 5)	(note 5)	
4.2.3.3.6 IF impedance					
Minimum and maximum values under specified conditions (note 3)	+	+	+	+	
			(note 5)	(note 5)	
4.2.3.3.7 Conversion loss					
Typical value under specified conditions (note 3)	+	+	+	+	
			(note 5)	(note 5)	
4.2.3.3.8 Overall noise factor					
Maximum value under specified conditions (notes 3 and 6)	+	+	+	+	
4.2.3.3.9 Isolation					
The ratio of the value of the local oscillator signal measured at the local oscillator to the value measured at the input signal port					
Typical value, expressed in decibels, under specified conditions			+	+	
4.2.3.4 Application data					
4.2.3.4.1 Recommended mean forward current, under specified operating conditions	+	+	+	+	
4.2.3.4.2 Series inductance					
Typical value	+	+			
4.2.3.4.3 Output noise temperature ratio					
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 CurrentReverse 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 Δf_{on} Change of frequency with temperature $\Delta f_{(\Delta T)}$ Change of output power with temperature $\Delta P_{o(\Delta T)}$ Change of frequency with load impedance (of an oscillator) $\Delta f_{(\Delta Z)}$ Change of output power with load impedance $\Delta P_{o(\Delta Z)}$

Injection locking range

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

Minimum injection locking frequency f_{minL} Maximum injection locking frequency f_{maxL} Oscillator conversion efficiency η , η_{OSC}

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

Power-added efficiency (for amplifiers or locked oscillators in an FM system) η , η_{add}

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

5.1.2.1.7 Other parameters

FM spot noise figure F_{fm}

Double sideband AM spot noise figure F_{am}

RF sum-on time t_{onRF}

5.1.2.2 Complementary definitions

5.1.2.2.1 Temperature

resonant-structure ambient operating temperature

T_{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_{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_{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_{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_o

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

added output power (for a defined amplifier structure)

$P_{o\ add}$

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

spurious output power

P_{sp}

total integrated output power excluding the power at the fundamental frequency

5.1.2.2.5 Capacitance

case capacitance

C_{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)

Δf_{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_o 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_o 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).

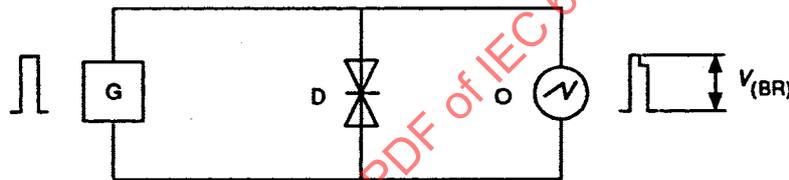
6.4 Measuring methods

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

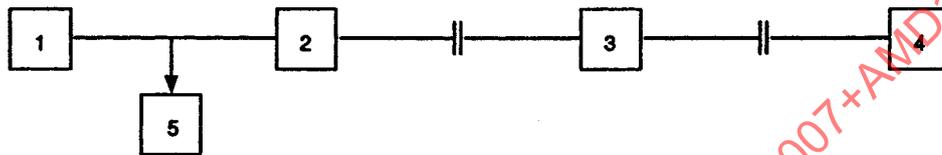
The pulse duration and duty cycle shall be chosen to prevent the permanent change of characteristics or destruction of the device.

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.

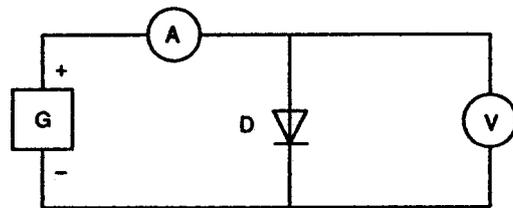
6.4.3 Resistance

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



IEC 1145/01

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:

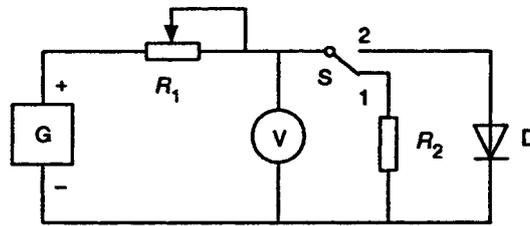
$$R = \frac{U}{I}$$

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
RF power measured at the output port

**7.2.3
power gain at 1dB gain compression**

$G_{p(1dB)}$
See 8.2.14.

**7.2.4
power-added efficiency**

η_{add}
See 8.2.15.

**7.2.5
collector efficiency**

η_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**

r_{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 " Γ_{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 stable 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 " IP_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_n/P_1 ratio of the n th order component of the output power to the fundamental component of the output powerNote 1 to entry: The abbreviation " $IMDn$ " is in common use for the n th order intermodulation distortion.

7.2.20

load mismatch tolerance

Ψ_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

Ψ_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

Ψ_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 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} (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, $V_{(BR)CBO}$ (where appropriate)	+	+		+	+
7.3.2.2.1.7	Emitter-base breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)EBO}$ (where appropriate)	+	+		+	+
7.3.2.2.1.8	Collector-emitter breakdown voltage with zero emitter current, $V_{(BR)CEO}$ (where appropriate)	+	+		+	+

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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 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, η_{add} (where appropriate)	+	+		+	
7.3.2.2.2.7	Collector efficiency, η_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)		+			+

IECNORM.COM Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

Table 3 (continued)

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

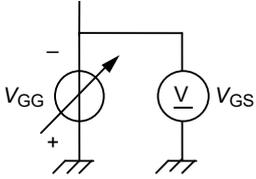
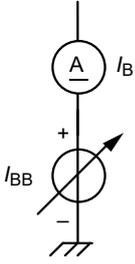
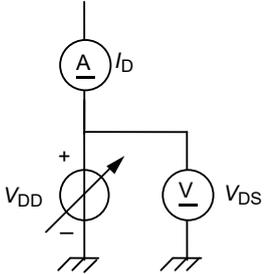
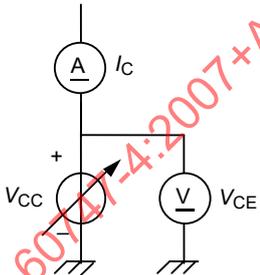
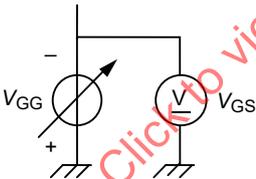
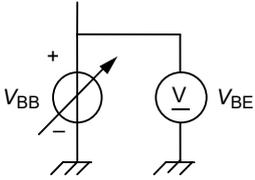
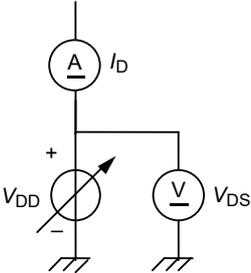
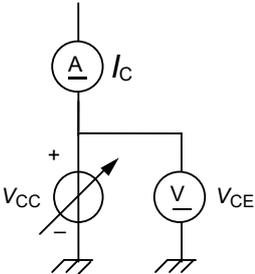
Symbols to be replaced	Symbols to be replaced by
	
	

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 (η_{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 (η_c)

The measuring method given in 7.4.3.6 is applicable, with the term " η_{add} " being replaced by " η_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.

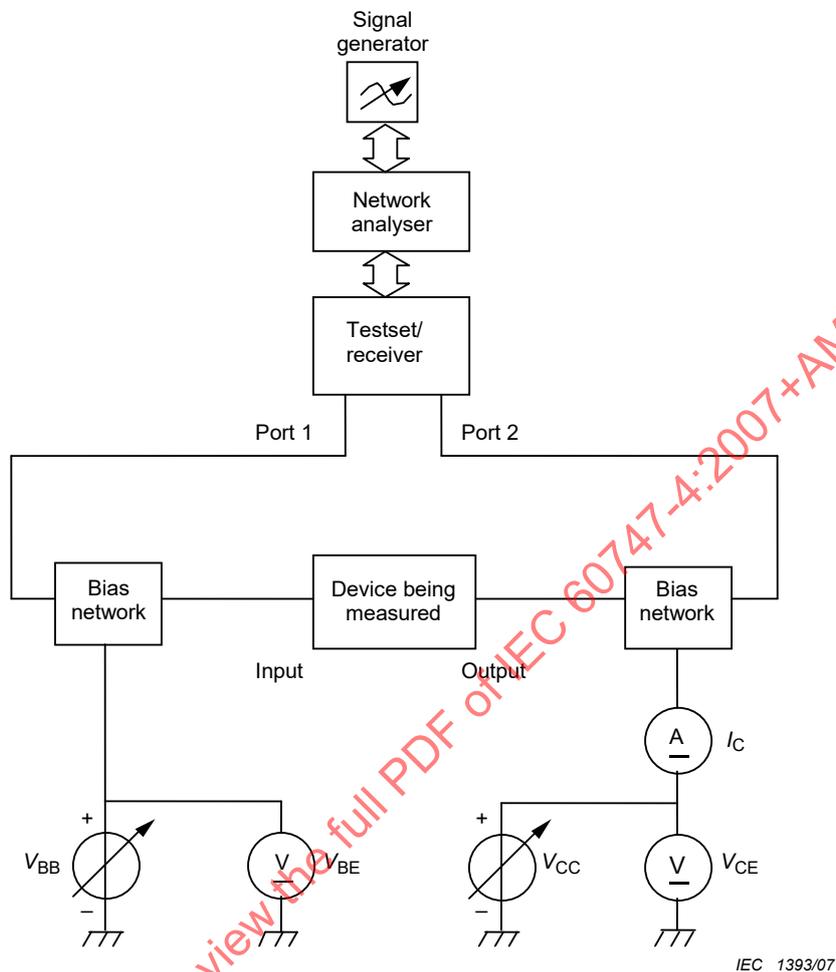
7.4.3.10 Scattering parameters (S_{ij})

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:

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

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.

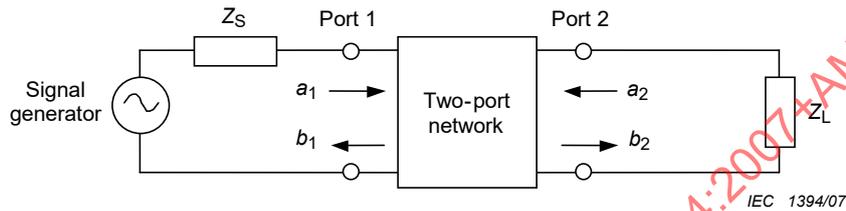


Figure 41 – Incident and reflected waves in a two-port network

Each scattering parameter is defined by the following equations:

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

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

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

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

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:

$$G_{a(max)} = |S_{21}/S_{12}| \times \left(K - \sqrt{K^2 - 1} \right) \quad \text{for } K \geq 1 \quad (35)$$

where K is a stability factor which is given by:

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

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

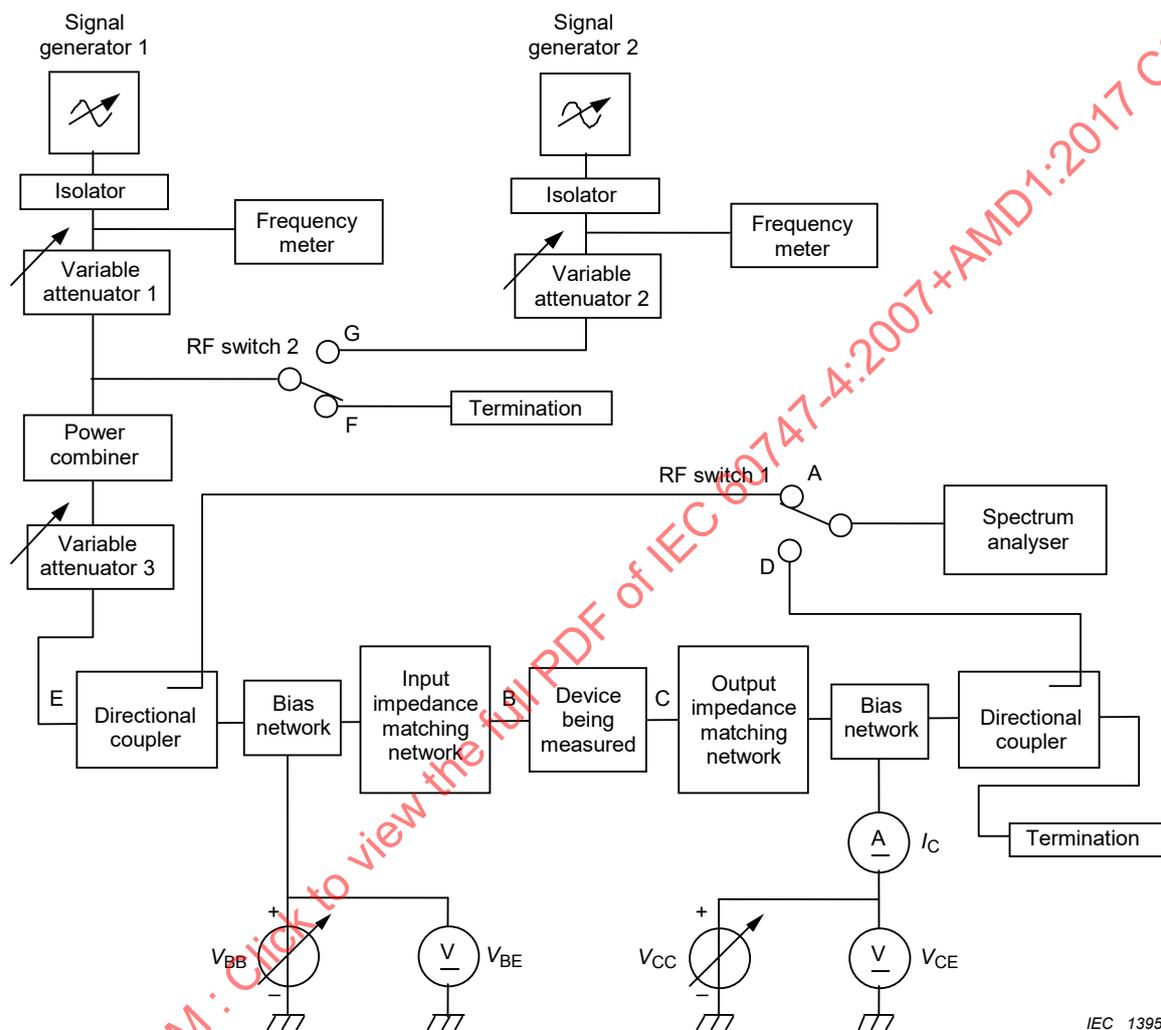
- Ambient or reference-point temperature
- Measurement frequency
- Bias conditions

7.4.3.17 Intermodulation distortion (two-tone) (P_n/P_1)

7.4.3.17.1 Purpose

To measure the intermodulation distortion under specified conditions.

7.4.3.17.2 Circuit diagram



IEC 1395/07

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_n/P_i , which is expressed in dBc, is derived from equations (40) and (41) as follows:

$$P_n/P_i = P_n - P_o = P_c - P_b \quad (42)$$

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.

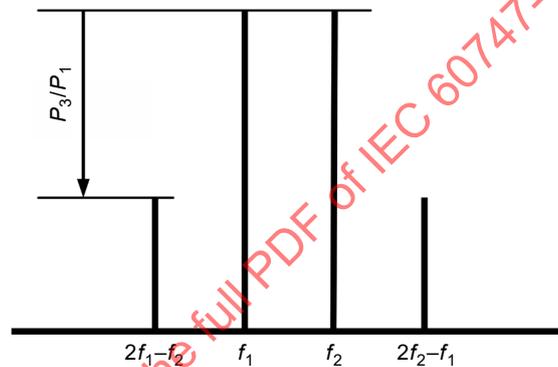


Figure 43 – Example of third order intermodulation products indicated by the spectrum analyser

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.

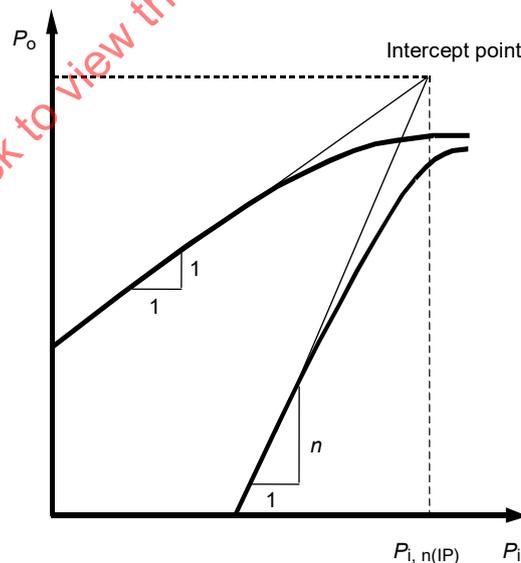
If the intermodulation products output powers are different between upper side and lower side, larger value should be used.

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



IEC 1397/07

Key
 n order of intermodulation distortion

Figure 44 – Typical intermodulation products output power characteristic

7.5 Verifying methods

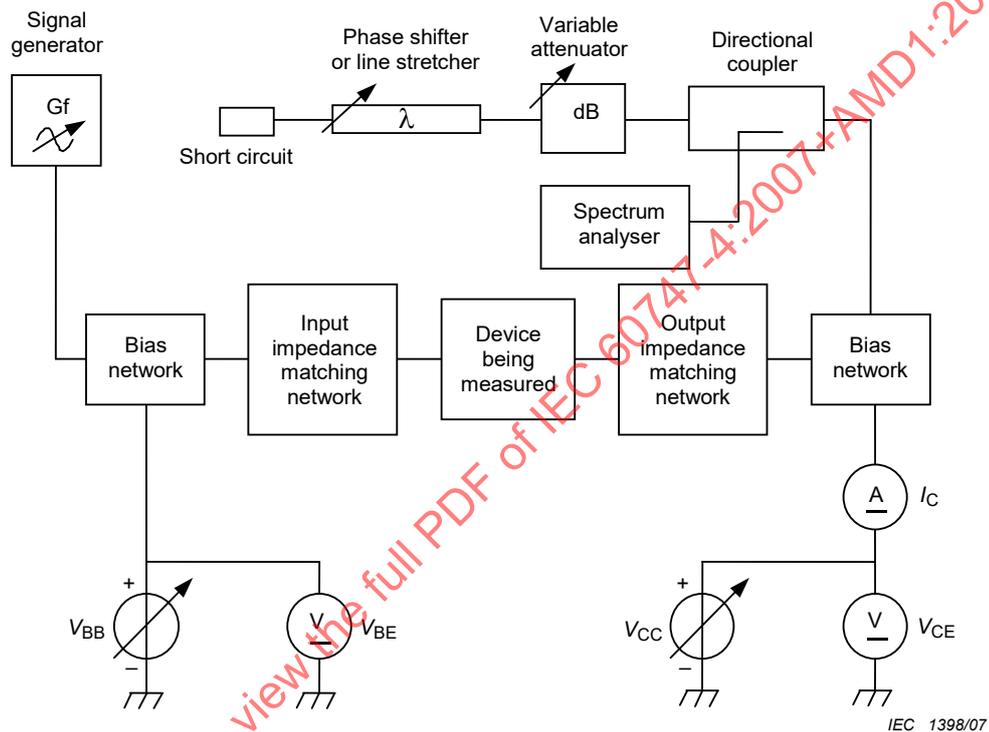
7.5.1 Load mismatch tolerance (Ψ_L)

7.5.1.1 Purpose

To verify the load mismatch tolerance under specified conditions.

7.5.1.2 Verifying method 1 (spurious intensity)

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 varying 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.

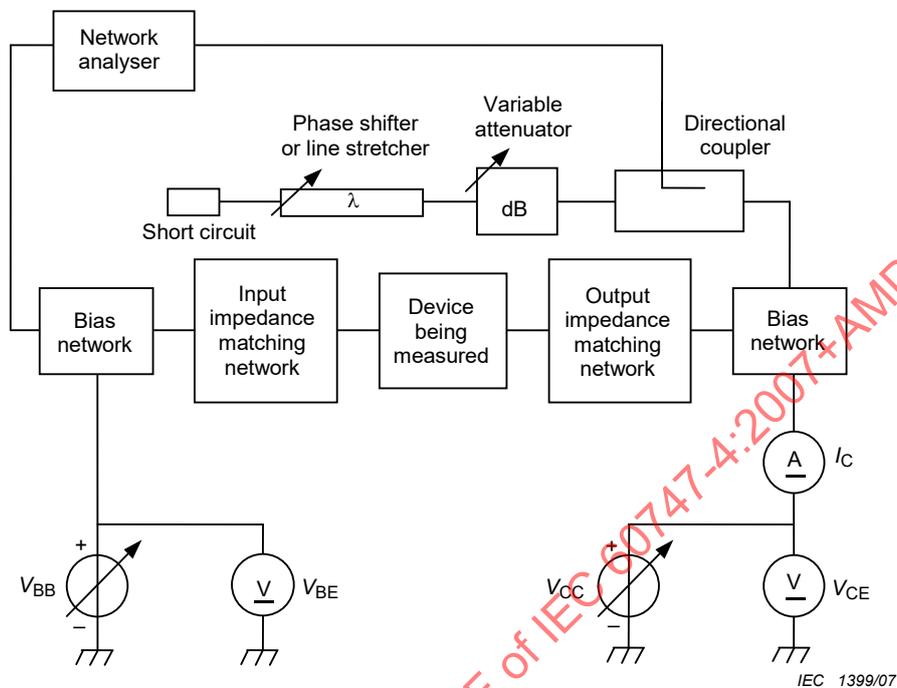
NOTE Instead of the line stretcher, the slide screw tuner can be used. An automatic stub-tuner or an electronic tuner is also used to enable the specified VSWR for convenience. The demerit of the tuners is that phase condition is discrete and cannot be swept continuously.

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 varying 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 (Ψ_S)

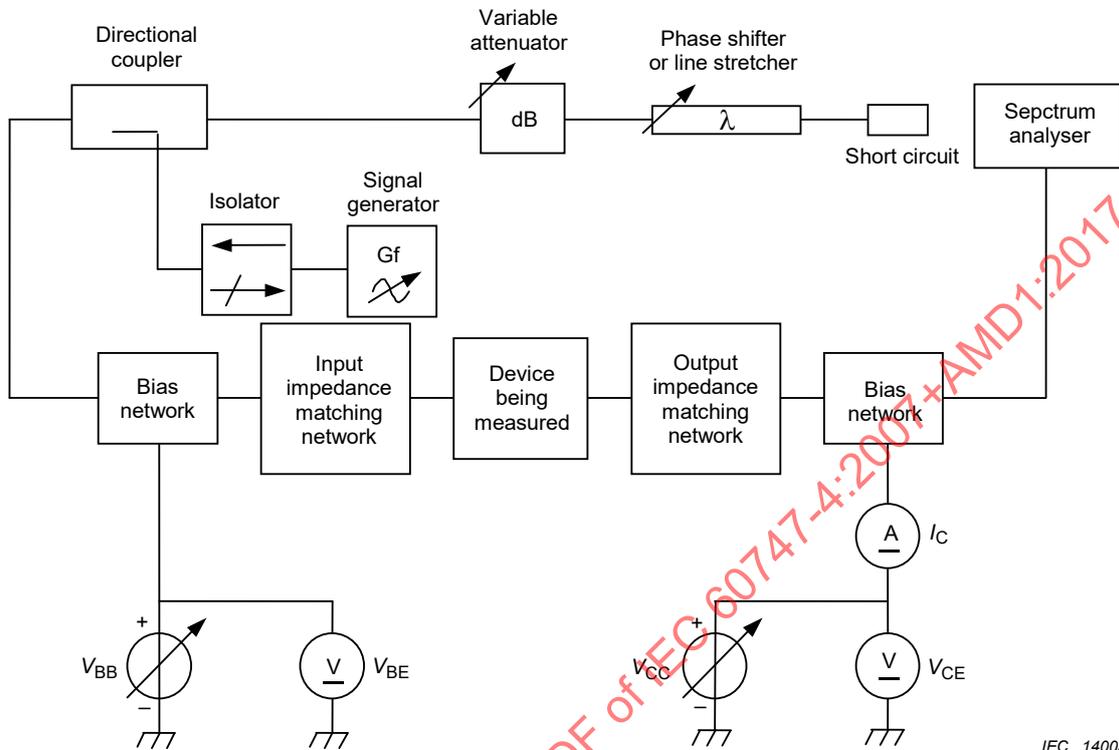
7.5.2.1 Purpose

To verify the source mismatch tolerance under specified conditions.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

7.5.2.2 Verifying method 1 (spurious intensity)

7.5.2.2.1 Circuit diagram



NOTE Constant base current, in Table 5, may be used as the base bias supply.

Figure 47 – Circuit for the verification of source mismatch tolerance in method 1

7.5.2.2.2 Circuit description and requirements

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 varying 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.

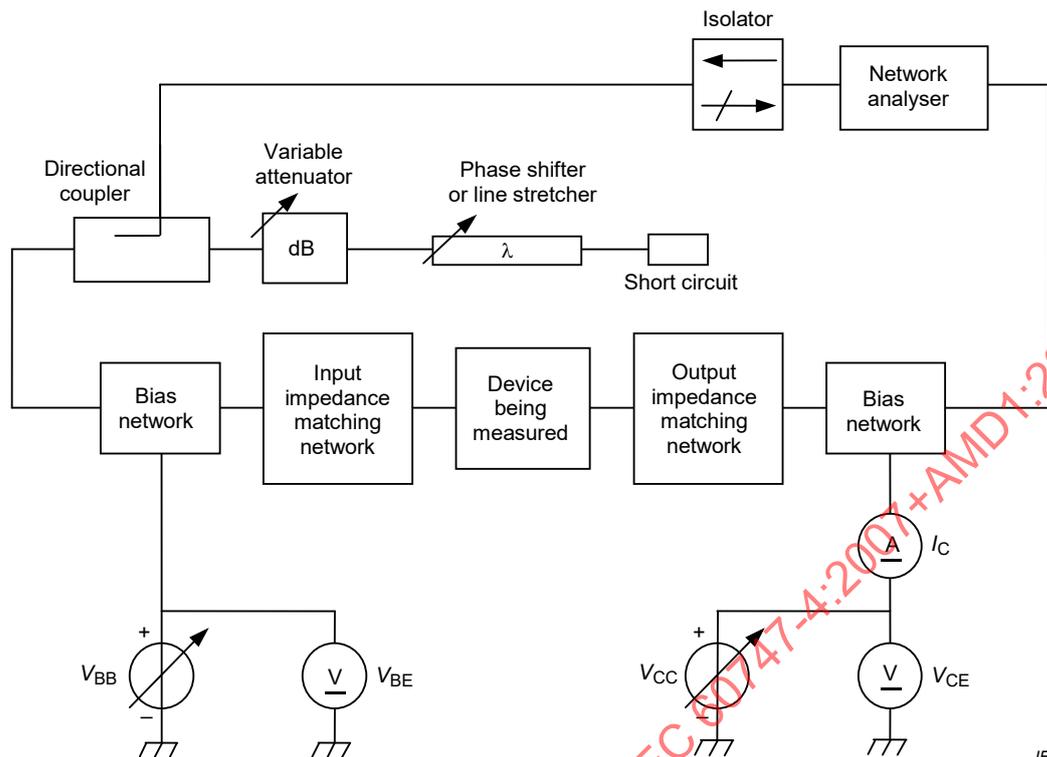
7.5.2.2.5 Specified conditions

- 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+AMD1:2017 CSV



IEC 1401/07

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 varying 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

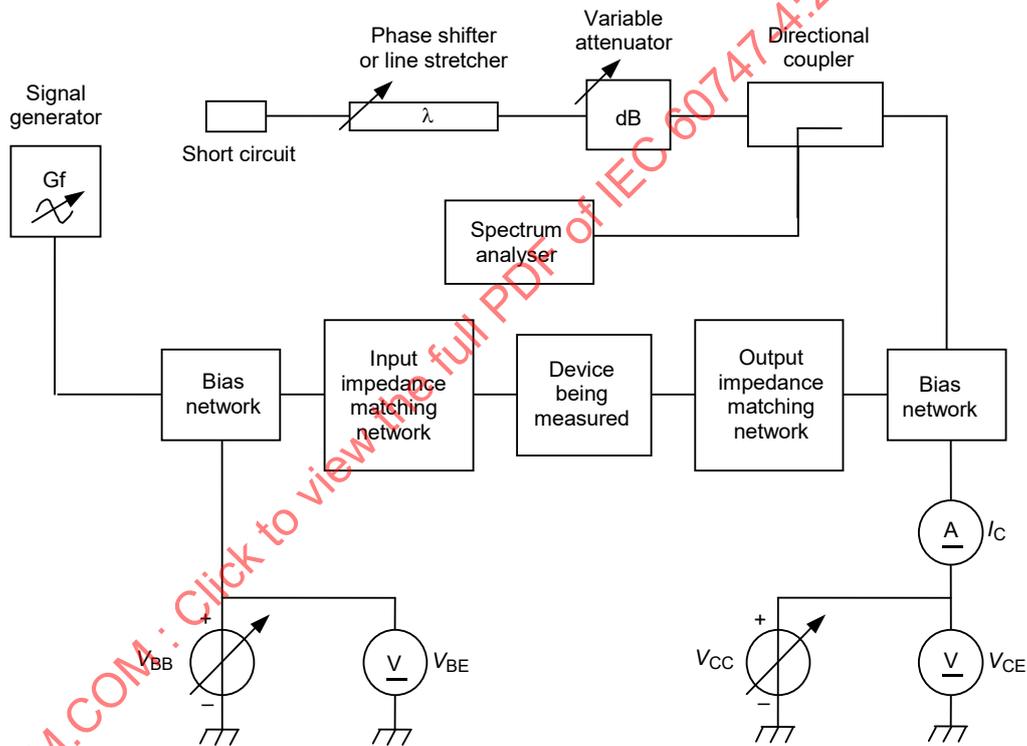
- Ambient or reference-point temperature
- Source VSWR
- Bias conditions
- Frequency range of the input signal
- Input power

7.5.3 Load mismatch ruggedness (Ψ_R)

7.5.3.1 Purpose

To verify the load mismatch ruggedness under specified conditions.

7.5.3.2 Circuit diagram



IEC 1402/07

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 varying 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 7.2.2.

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

η_{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

η_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_n/P_1

See 7.2.19.

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 " Γ_{opt} " is still in common use for the source reflection factor for minimum noise figure.

8.2.23 associated gain

G_{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

Ψ_L

See 7.2.20.

8.2.26 source mismatch tolerance

Ψ_S

See 7.2.21.

8.2.27 load mismatch ruggedness

Ψ_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} (where appropriate)		+		+	+
8.3.2.2.2.2	Transition frequency, f_T (where appropriate)		+		+	+
8.3.2.2.2.3	Frequency of unity current transfer ratio, f_1 (where appropriate)		+		+	+
8.3.2.2.2.4	Either maximum available gain, $G_{a(max)}$ or maximum stable gain, G_{ms} or insertion power gain, $ S_{21} ^2$	+	+		+	
8.3.2.2.2.5	Either output power at 1 dB gain compression, $P_{o(1dB)}$ or output power at specified input power, P_o	+	+		+	
8.3.2.2.2.6	Power gain at 1 dB gain compression, $G_{p(1dB)}$	+	+		+	
8.3.2.2.2.7	Power-added efficiency, η_{add}	+	+		+	
8.3.2.2.2.8	Drain efficiency, η_d	+	+		+	
8.3.2.2.2.9	Either input power at the intercept point (for intermodulation products), $P_{i,n(IP)}$ or output power at the intercept point (for intermodulation products), $P_{o,n(IP)}$ or Intermodulation distortion, P_n/P_1 (where appropriate)		+		+	
8.3.2.2.2.10	Noise figure, F		+	+		+
8.3.2.2.2.11	Minimum noise figure, F_{min} (where appropriate)		+	+		+
8.3.2.2.2.12	Source reflection factor for minimum noise figure, r_{GFmin} (where appropriate)		+			+
8.3.2.2.2.13	Associated gain, G_{as}	+	+			+
8.3.2.2.2.14	Equivalent input noise resistance, R_n (where appropriate)		+			+
8.3.2.2.2.15	Load mismatch tolerance, Ψ_L (where appropriate)			+	+	
8.3.2.2.2.16	Source mismatch tolerance, Ψ_S (where appropriate)			+	+	
8.3.2.2.2.17	Load mismatch ruggedness, Ψ_R (where appropriate)			+	+	

8.4 Measuring methods

8.4.1 General

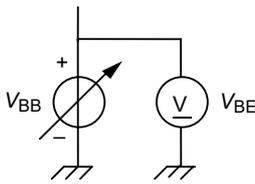
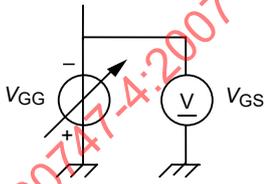
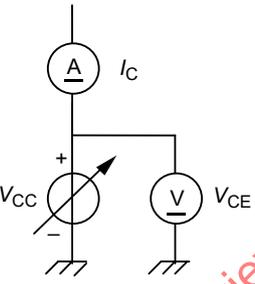
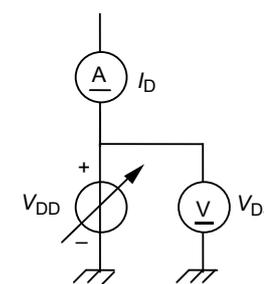
The measuring methods of bipolar transistor are applicable, with the terms and symbols of field-effect transistor in 8.4.3.8, 8.4.3.9, 8.4.3.10, 8.4.3.11, 8.4.3.12, 8.4.3.13, 8.4.3.14, 8.4.3.15 and 8.4.3.16 being replaced with the replacing rules shown in Table 10 or 11.

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
Bipolar transistor	Field-effect transistor
Base-emitter voltage, V_{BE}	Gate-source voltage, V_{GS}
Base-emitter cut-off current	Gate-source cut-off voltage
Collector-emitter voltage, V_{CE}	Drain-source voltage, V_{DS}
Collector current, I_C	Drain current, I_D

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

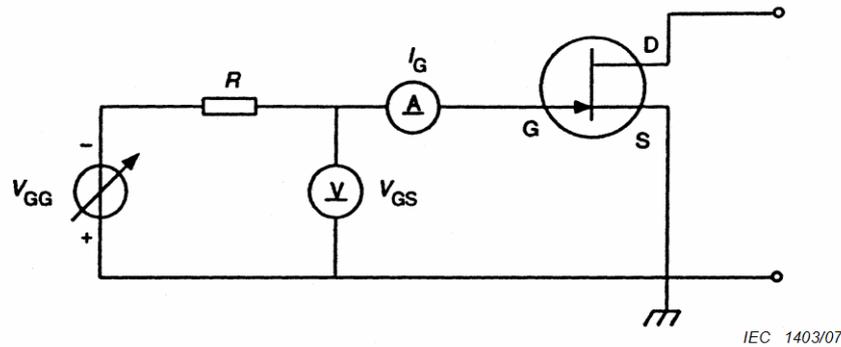


Figure 50 – Circuit for the measurement of gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$

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

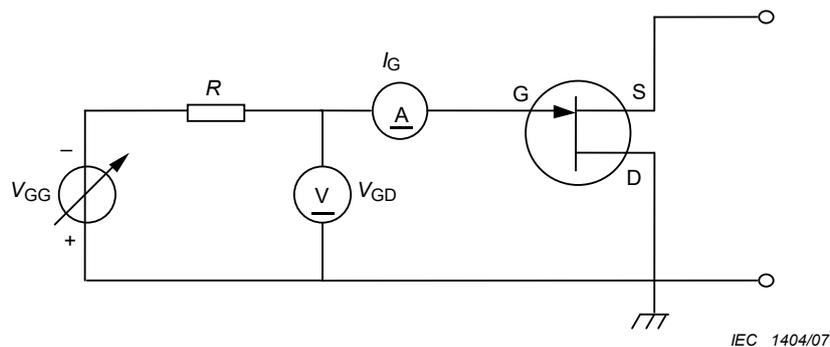


Figure 51 – Circuit for the measurement of gate-drain breakdown voltage, $V_{(BR)GDO}$

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

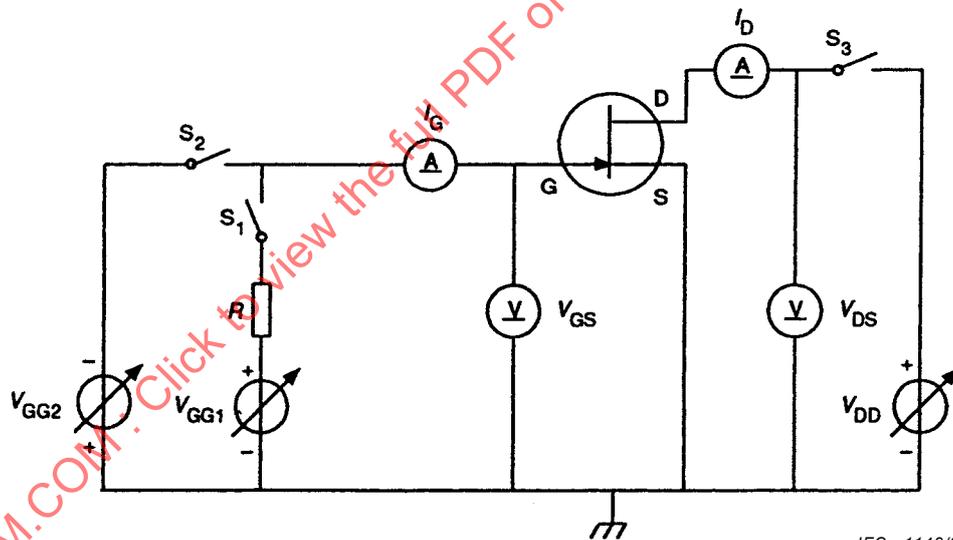


Figure 52 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case

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, α , 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 (ΔV_{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_{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_{GS} shall be negligible compared with the forward gate current of the device being measured.

8.4.2.6.5 Precautions to be observed

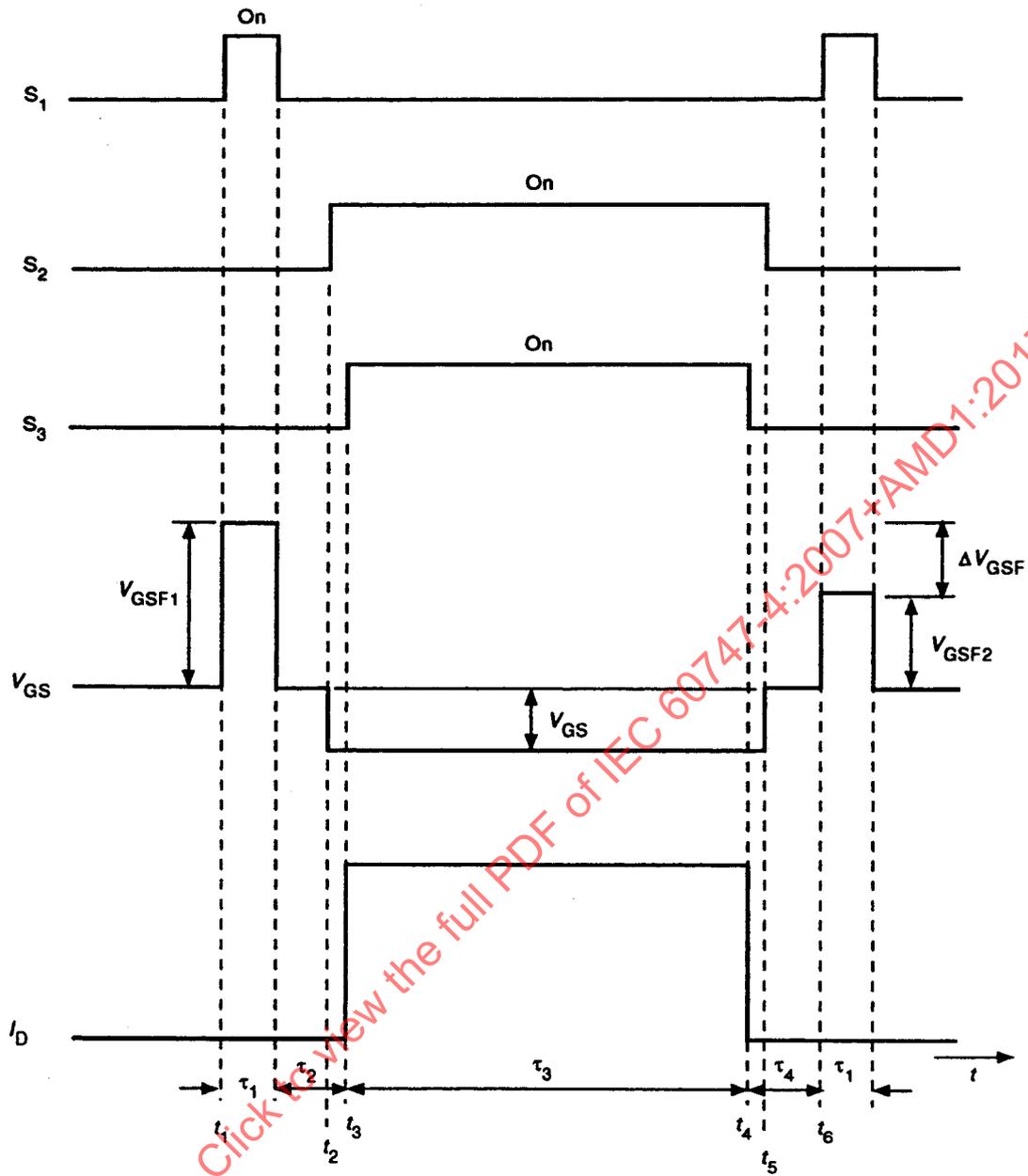
See general precautions.

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.

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV



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 α

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.

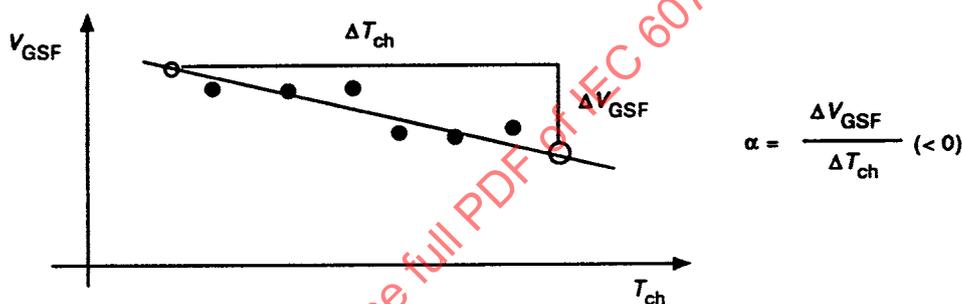
R is adjusted such that the reference gate forward current, $I_{G(\text{ref})}$, has a suitable value for the purpose of the measurements.

This value is not changed again during the whole measurement procedure for α 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_{ch} .

After thermal equilibrium is reached, switch S_1 is closed for the same time τ_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 α 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 α

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 τ_1 and the gate-source forward voltage $V_{\text{GSF}1}$ is recorded. After τ_1 , S_1 is switched off.

Period τ_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_{DS} and I_{D} are recorded.

After the period τ_3 , when thermal equilibrium is reached, S_3 is switched off at $t = t_4$. Usually, several hundreds of milliseconds for τ_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 τ_4 has elapsed with respect to delay time τ_4 , S_1 is switched on again for the period τ_1 and the gate-source forward voltage, $V_{\text{GSF}2}$, is recorded.

The above-described measurement procedure is repeated for increasing values of τ_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 α have a negative value.

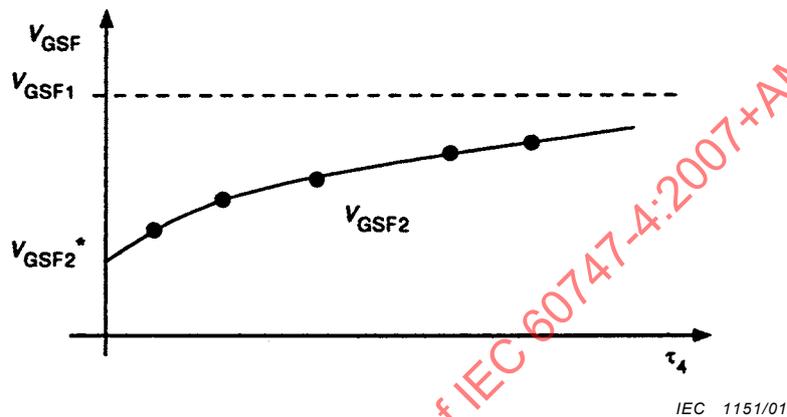


Figure 55 – V_{GSF2} in function of delay time τ_4

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}

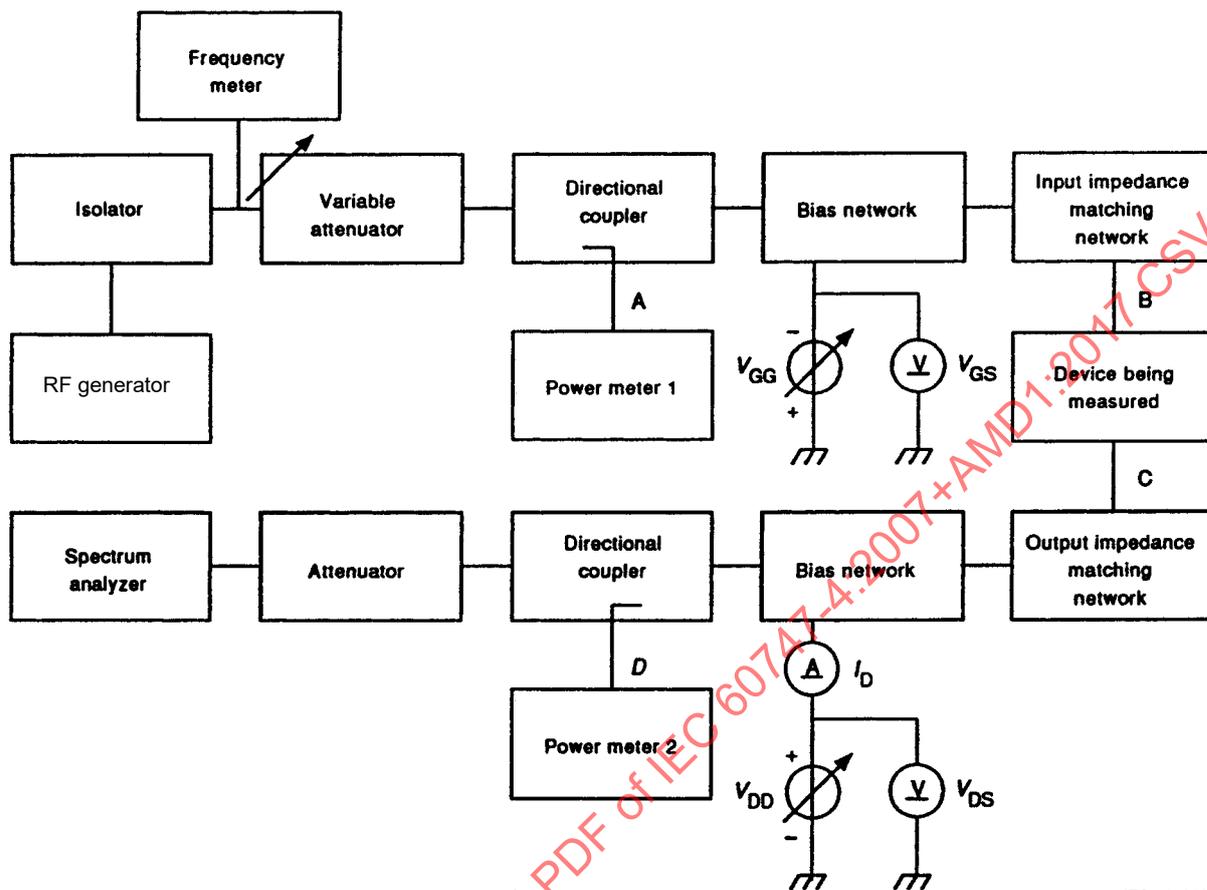
8.4.3 RF characteristics

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:

$$P_i = P_1 - L_1 \tag{46}$$

$$P_o = P_2 - L_2 \tag{47}$$

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_{amb} or T_{case}
- Drain-source voltage
- Drain current
- Frequency
- Input power, $P_{i,match}$

8.4.3.4 Power added efficiency (η_{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 (η_{add}) in per cent is given by:

$$\eta_{add} = \frac{P_o - P_i}{V_{DS} \times I_D} \times 100 \quad (50)$$

where

V_{DS} is the drain-source voltage in volts;

I_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_{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 (η_d)

The measuring method given in 8.4.3.4 is applicable, with the term “ η_{add} ” being replaced by “ η_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

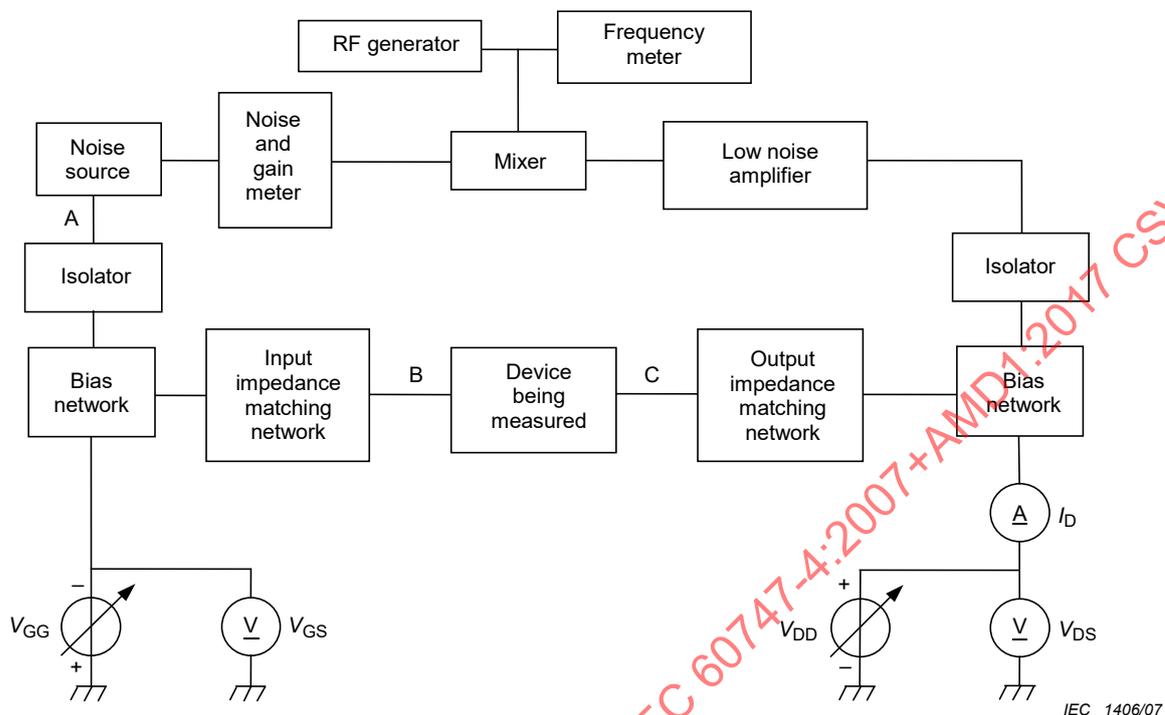


Figure 57 – Circuit for the measurement of the noise figure and associated gain

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 Ω .

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:

$$F = F_{\min} + \frac{R_n}{G_s} \left\{ (G_s - G_0)^2 + (B_s - B_0)^2 \right\} \quad (56)$$

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

$$\begin{aligned} X_1 &= F_{\min} - 2 R_n G_0 \\ X_2 &= R_n |Y_0|^2 \\ X_3 &= R_n \\ X_4 &= R_n B_0 \end{aligned} \tag{60}$$

Then, equation (57) leads to the following equations for n different Y_s :

$$\begin{aligned} F_{(1)} &= X_1 + \frac{1}{G_{s(1)}} X_2 + \frac{|Y_{s(1)}|^2}{G_{s(1)}} X_3 - 2 \left(\frac{B_{s(1)}}{G_{s(1)}} \right) X_4 \\ &\vdots \\ &\vdots \\ &\vdots \end{aligned} \tag{61}$$

$$F_{(n)} = X_1 + \frac{1}{G_{s(n)}} X_2 + \frac{|Y_{s(n)}|^2}{G_{s(n)}} X_3 - 2 \left(\frac{B_{s(n)}}{G_{s(n)}} \right) X_4$$

Substituting X_1 , X_2 , X_3 and X_4 obtained from equation (61) into equation (60), the four parameters are determined as follows:

$$F_{\min} = X_1 + 2 \sqrt{X_2 X_3 - X_4^2} \tag{62}$$

$$R_n = X_3 \tag{63}$$

$$G_0 = \sqrt{X_2 / X_3 - (X_4 / X_3)^2} \tag{64}$$

$$B_0 = X_4 / X_3 \tag{65}$$

$r_{GF_{\min}}$, 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_n/P_1)

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 (Ψ_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 (Ψ_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 (Ψ_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.

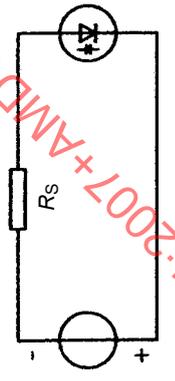
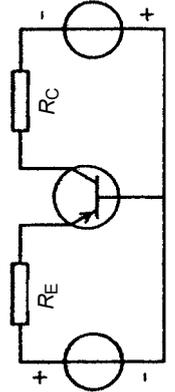
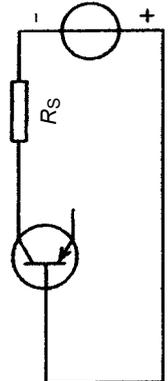
9.3 Failure criteria and failure-defining characteristics for reliability tests

(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 – Operating conditions and test circuits

Device categories	Tests	Operating conditions		Test circuits	Remarks
		Current	Voltage		
Variable capacitance diodes for tuning application	High temperature reverse bias		$V_R = V_R \text{ max.}$	Highest operating temperature $t_{\text{amb(max)}}$ or $t_{\text{case(max)}}$ as specified	 $R_s = \text{current limiting resistor}$
Mixer diodes				Under consideration	
Impatt diodes				Under consideration	
Gunn diodes				Under consideration	
Bipolar transistors	Operating life	$I_C = \frac{P_{\text{tot(max)}}}{V_{CE}}$ (see 7.2.6 of IEC 60747-1:2006)	$V_{CE} = 0,7 V_{CE0} \text{ max.}$ (NOTE 1)	(See 7.2.4 of IEC 60747-1:2006 and IEC 60747-1:2006/AMD1:2010)	 $R_E \geq \frac{10V_{EB}}{I_E}$ $R_C \approx \frac{V_{CB}}{I_C}$
	High temperature reverse bias		$V_{CB} = V_{CB0} \text{ max.}$	Highest operating temperature $t_{\text{amb(max)}}$ or $t_{\text{case(max)}}$ as specified	 $R_s = \text{current limiting resistor}$

NOTE 1 Test conditions should be within the safe operating area if one is specified. The voltage is to be lowered below $0,7 V_{CE0} \text{ max.}$ with only as much as necessary to remain within the safe operating area.

NOTE 2 Change circuit appropriately for NPN transistor.

Table 12 (continued)

Device categories	Tests	Operating conditions		Remarks	
		Current	Voltage		Temperature
Field effect transistors	Operating life	$I_D = \frac{P_{TOT(max)}}{V_{DS}}$ $I_D < I_{DSS(max)}$	$V_{GS} = 0$ Preferably, for best regulation; $V_{DS} = \text{specified}$ (preferably $0,8 V_{DS(max)}$) $V_{DD} = 2 V_{DS}$	t_{amb} or t_{case} as specified See 7.2.4 of IEC 60747-1:2006 and IEC 60747-1:2006/AMD1:2010	$R_G = 10 \text{ k}\Omega$ or as specified $R_S \approx \frac{V_{DS}}{I_D}$
	High temperature reverse bias: Depletion Types		$V_{DS} = 0$ $V_{GS} = 0,7$ to $0,8 V_{GS0(max)}$ (preferably 0,8)	Highest operating temperature $t_{amb(max)}$ or $t_{case(max)}$ as specified	$R = \text{current limiting resistor}$
	High temperature reverse bias: Enhancement types		$V_{GS} = 0$ $V_{DS} = 0,7$ to $0,8 V_{DSS(max)}$ (preferably 0,8)	Highest operating temperature $t_{amb(max)}$ or $t_{case(max)}$ as specified	$R = \text{current limiting resistor}$

IECNORM.COM: Click on the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

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	$<0,5 \times \text{LSL}$ $>2 \times \text{USL}$	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} (h_{21e} (NOTE 2))	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>1,2 \times \text{USL}$	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	$V_{(BR)GS}$ or I_{GSS}	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>10 \times \text{USL}$	A value of I_G for which a $V_{(BR)GS}$ tolerance (lower limit) is specified A value of V_{GS} for which a I_{GSS} tolerance (upper limit) is specified
	V_{GSoff}	$<0,8 \times \text{LSL}$ $>1,2 \times \text{USL}$	A value of I_D for which a V_{GSoff} tolerance (lower and upper limits) is specified
	I_{DSS}	$<0,9 \times \text{LSL}$ $>1,1 \times \text{USL}$	A value of V_{DS} for which a I_D tolerance (lower and upper limits) is specified
NOTE 1 USL = upper specification limit. LSL = lower specification limit. IVD = initial value of individual device. NOTE 2 Only where no h_{21E} tolerances are specified or where h_{21E} is unspecified. NOTE 3 Where applicable.			

IECNORM.COM : Click to view the full PDF of IEC 60747-4:2007+AMD1:2017 CSV

SOMMAIRE

AVANT-PROPOS	142
1 Domaine d'application	144
2 Références normatives	144
3 Diodes à capacité variable, diodes à retour rapide et diodes schottky de commutation rapide	144
3.1 Diodes à capacité variable	144
3.1.1 Généralités	144
3.1.2 Terminologie et symboles littéraux	145
3.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	145
3.1.4 Méthodes de mesure	148
3.2 Diodes à retour rapide, diodes Schottky	176
3.2.1 Généralités	176
3.2.2 Terminologie et symboles littéraux	176
3.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	176
3.2.4 Méthodes de mesure	178
4 Diodes mélangeuses et diodes détectrices	185
4.1 Diodes mélangeuses utilisées dans les applications radar	185
4.1.1 Généralités	185
4.1.2 Terminologie et symboles littéraux	185
4.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	185
4.1.4 Méthodes de mesure	187
4.2 Diodes mélangeuses utilisées en transmission	206
4.2.1 Généralités	206
4.2.2 Terminologie et symboles littéraux	206
4.2.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	206
4.2.4 Méthodes de mesure	208
4.3 Diodes détectrices	208
5 Diodes Impatt	208
5.1 Diodes Impatt pour applications en amplificateur	208
5.1.1 Généralités	208
5.1.2 Termes et définitions	208
5.1.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	211
5.2 Diodes Impatt pour applications en oscillateur	214
6 Diodes Gunn	214
6.1 Généralités	214
6.2 Termes et définitions	215
6.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	215
6.4 Méthodes de mesure	215
6.4.1 Tension de claquage d'impulsion $V_{(BR)}$	215
6.4.2 Tension de seuil	216
6.4.3 Résistance	217
7 Transistors bipolaires	218
7.1 Généralités	218
7.2 Termes et définitions	218
7.3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	221
7.3.1 Généralités	221

7.3.2	Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues)	221
7.4	Méthodes de mesure	224
7.4.1	Généralités	224
7.4.2	Caractéristiques en continu	226
7.4.3	Caractéristiques RF	226
7.5	Méthodes de vérification	240
7.5.1	Tolérance de charge non adaptée (Ψ_L)	240
7.5.2	Tolérance de source non adaptée (Ψ_S)	243
7.5.3	Robustesse de charge non adaptée (Ψ_R)	246
8	Transistors à effet de champ	247
8.1	Généralités	247
8.2	Termes et définitions	247
8.3	Valeurs limites et caractéristiques essentielles	250
8.3.1	Généralités	250
8.3.2	Valeurs limites (système de valeurs limites maximales absolues)	250
8.4	Méthodes de mesure	252
8.4.1	Généralités	252
8.4.2	Caractéristiques en continu	253
8.4.3	Caractéristiques RF	260
8.5	Méthodes de vérification	271
8.5.1	Tolérance de charge non adaptée (Ψ_L)	271
8.5.2	Tolérance de source non adaptée (Ψ_S)	271
8.5.3	Robustesse de charge non adaptée (Ψ_R)	271
9	Réception et fiabilité – Exigences spécifiques	271
9.1	Conditions pour les essais électriques	271
9.2	Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception	271
9.3	Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité	271
9.4	Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai	271
Figure 1 – Circuit équivalent		148
Figure 2 – Circuit pour la mesure du courant inverse I_R		149
Figure 3 – Circuit pour la mesure de la tension directe V_F		150
Figure 4 – Circuit pour la mesure de la capacité totale C_{tot}		151
Figure 5 – Circuit de base pour la mesure du facteur de qualité effectif		152
Figure 6 – Circuit de base pour la mesure de l'inductance série		153
Figure 7 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique R_{th}		155
Figure 8 – Circuit pour la mesure de l'impédance thermique transitoire Z_{th}		156
Figure 9 – Montage en guide d'ondes		158
Figure 10 – Circuit équivalent de la diode dans sa monture		158
Figure 11 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure des pertes de transmission		159
Figure 12 – Courbe indiquant la puissance transmise en fonction de la fréquence		161
Figure 13 – Exemple de cavité		163
Figure 14 – Schéma synoptique		165
Figure 15 – Schéma fonctionnel du circuit de mesure par transformation de la représentation d'impédance		172

Figure 16 – Exemple de diagramme de l'impédance de la diode en fonction de la polarisation	173
Figure 17 – Diagramme de Smith modifié, indiquant les cercles de Q constant et de R constante	175
Figure 18 – Temps de transition t_t	176
Figure 19 – Circuit pour la mesure du temps de transition (t_t)	178
Figure 20 – L'intervalle de temps (t_{t1})	180
Figure 21 – Circuit pour la mesure du temps de recouvrement inverse	180
Figure 22 – Le temps de recouvrement inverse t_{rr}	181
Figure 23 – Principe de mesure de durée de vie des porteurs en excès	182
Figure 24 – Circuit pour la mesure de la durée de vie effective des porteurs en excès	183
Figure 25 – le rapport i_{pr} sur i_{pf}	184
Figure 26 – Circuit pour la mesure du courant direct (I_F)	187
Figure 27 – Circuit pour la mesure du courant redressé (I_0)	188
Figure 28 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire (Z_{if}) dans la méthode 1	189
Figure 29 – Circuit pour la mesure de l'impédance à la fréquence intermédiaire (Z_{if}) dans la méthode 2	190
Figure 30 – Circuit pour la mesure du rapport d'ondes stationnaires	192
Figure 31 – Circuit pour la mesure du facteur de bruit total	194
Figure 32 – Circuit pour la mesure du rapport de température de bruit en sortie	198
Figure 33 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode d'accroissement continu	200
Figure 34 – Circuit pour la mesure de la perte de conversion par la méthode de modulation d'amplitude	201
Figure 35 – Schéma du circuit de mesure de l'énergie de destruction	202
Figure 36 – Circuit pour la mesure de la tension de claquage d'impulsion	215
Figure 37 – Circuit pour la mesure de la tension de seuil	216
Figure 38 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode voltmètre – ampèremètre	217
Figure 39 – Circuit pour la mesure de la résistance par la méthode de substitution	218
Figure 40 – Schéma du circuit de mesure des paramètres de diffusion	228
Figure 41 – Ondes incidentes et réfléchies dans un réseau à deux ports	229
Figure 42 – Circuit de base pour la mesure de la distorsion d'intermodulation à deux fréquences porteuses	235
Figure 43 – Exemple de produit d'intermodulation du troisième ordre par l'analyseur de spectre	237
Figure 44 – Caractéristique typique de la de puissance de sortie des produits d'intermodulation	239
Figure 45 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 1	240
Figure 46 – Circuit de base pour les mesures de la tolérance de charge non adaptée dans la méthode de vérification 2	242
Figure 47 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 1	243
Figure 48 – Circuit pour les mesures de la tolérance de source non adaptée dans la méthode de vérification 2	245

Figure 49 – Circuit de base pour les mesures de la robustesse de charge non adaptée	246
Figure 50 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source $V_{(BR)GSO}$	254
Figure 51 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source, $V_{(BR)GDO}$	255
Figure 52 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique canal-boîtier	256
Figure 53 – Ordre d'application des impulsions de courant continu du dispositif à mesurer	258
Figure 54 – Courbe d'étalonnage $V_{GSF} = f(T_{ch})$ pour une valeur spécifiée de $I_{G(ref)}$, évaluation du coefficient α	259
Figure 55 – V_{GSF2} en fonction du temps de retard τ_4	260
Figure 56 – Circuit de mesure de la puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée	261
Figure 57 – Circuit de base pour la mesure du facteur de bruit	266
Tableau 1 – Valeurs limites électriques	221
Tableau 2 – Caractéristiques en continu	222
Tableau 3 – Caractéristiques RF	223
Tableau 4 – Règle de remplacement des termes	224
Tableau 5 – Règle de remplacement des symboles dans le cas du courant de base constant	225
Tableau 6 – Règle de remplacement des symboles dans le cas de la tension de base constante	225
Tableau 7 – Valeurs limites électriques	251
Tableau 8 – Caractéristiques en continu	251
Tableau 9 – Caractéristiques RF	252
Tableau 10 – Règles de remplacement des termes	253
Tableau 11 – Règles de remplacement des symboles	253
Tableau 12 – Modes opératoires et circuits de test	272
Tableau 13 – Critères de défaillance et conditions de mesure	274

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –
DISPOSITIFS DISCRETS –****Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences**

AVANT-PROPOS

- 1) La Commission Electrotechnique Internationale (IEC) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de l'IEC). L'IEC 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, l'IEC – 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 l'IEC"). 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 l'IEC, participent également aux travaux. L'IEC 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 l'IEC concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux de l'IEC intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les Publications de l'IEC se présentent sous la forme de recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux de l'IEC. Tous les efforts raisonnables sont entrepris afin que l'IEC s'assure de l'exactitude du contenu technique de ses publications; l'IEC 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 l'IEC s'engagent, dans toute la mesure possible, à appliquer de façon transparente les Publications de l'IEC dans leurs publications nationales et régionales. Toutes divergences entre toutes Publications de l'IEC et toutes publications nationales ou régionales correspondantes doivent être indiquées en termes clairs dans ces dernières.
- 5) L'IEC elle-même ne fournit aucune attestation de conformité. Des organismes de certification indépendants fournissent des services d'évaluation de conformité et, dans certains secteurs, accèdent aux marques de conformité de l'IEC. L'IEC n'est responsable d'aucun des services effectués par les organismes de certification indépendants.
- 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 l'IEC, 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 l'IEC, 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 l'IEC ou de toute autre Publication de l'IEC, 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 l'IEC peuvent faire l'objet de droits de brevet. L'IEC ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de brevets et de ne pas avoir signalé leur existence.

DÉGAGEMENT DE RESPONSABILITÉ

Cette version consolidée n'est pas une Norme IEC officielle, elle a été préparée par commodité pour l'utilisateur. Seules les versions courantes de cette norme et de son(s) amendement(s) doivent être considérées comme les documents officiels.

Cette version consolidée de l'IEC 60747-4 porte le numéro d'édition 2.1. Elle comprend la deuxième édition (2007-08) [documents 47E/330/FDIS et 47E/339/RVD] et son amendement 1 (2017-01) [documents 47E/499/CDV et 47E/517/RVC]. Le contenu technique est identique à celui de l'édition de base et à son amendement.

Cette version Finale ne montre pas les modifications apportées au contenu technique par l'amendement 1. Une version Redline montrant toutes les modifications est disponible dans cette publication.

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

Cette deuxième édition 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.

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/IEC, Partie 2.

La liste de toutes les parties de la série IEC 60747, présentées sous le titre général *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets*, peut être consultée sur le site web de l'IEC.

Le comité a décidé que le contenu de la publication de base et de son amendement ne sera pas modifié avant la date de stabilité indiquée sur le site web de l'IEC 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+AMD1:2017 CSV

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS – DISPOSITIFS DISCRETS –

Partie 4: Diodes et transistors hyperfréquences

1 Domaine d'application

La présente partie de l'IEC 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).

IEC 60050-702, *Vocabulaire électrotechnique international – Chapitre 702 : Oscillations, signaux et dispositifs associés* (disponible à l'adresse <<http://www.electropedia.org>>)

IEC 60747-1:2006, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 1 : Généralités*
IEC 60747-1/AMD1:2010

IEC 60747-7:2000, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 7: Transistors bipolaires*

IEC 60747-8:2000, *Dispositifs à semiconducteurs – Partie 8: Transistors à effet de champ*

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;
- colonne 3: applications pour commutation (y compris la limitation);
- colonne 4: applications pour amplification paramétrique.

3.1.3.2 Valeurs limites

Il convient d’indiquer les valeurs limites suivantes:

3.1.3.2.1 Températures

Domaine de températures de fonctionnement

Domaine de températures de stockage

3.1.3.2.2 Tensions et courants

Tension inverse de pointe maximale

Courant direct moyen maximal, s’il y a lieu

Courant direct de pointe maximal, s’il y a lieu

3.1.3.2.3 Dissipation de puissance

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

3.1.3.3 Caractéristiques électriques

Sauf spécification contraire, il convient que les caractéristiques suivantes soient données à 25 °C (voir Figure 1)

3.1.3.3.1 Capacité parasite (C_p)

Valeur typique dans les conditions spécifiées

3.1.3.3.2 Inductance série (L_s)

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

3.1.3.3.3 Capacité aux bornes (C_{tot})

a) Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée (note 2)

b) Courbe typique montrant la relation entre la capacité aux bornes et la tension de polarisation

	Catégories			
	1	2	3	4
Domaine de températures de fonctionnement	+	+	+	+
Domaine de températures de stockage	+	+	+	+
Tension inverse de pointe maximale	+	+	+	+
Courant direct moyen maximal, s’il y a lieu		+	+	+
Courant direct de pointe maximal, s’il y a lieu		+	+	+
Dissipation maximale, dans des conditions indiquées, pour le domaine des températures de fonctionnement	+	+	+	+
Valeur typique dans les conditions spécifiées	+	+	+	+
Valeur typique et, s’il y a lieu, valeur maximale dans des conditions spécifiées	+	+	+	+
a) Valeurs minimale et maximale pour une tension de polarisation spécifiée et pour une fréquence spécifiée (note 2)	+	+	+	+
b) Courbe typique montrant la relation entre la capacité aux bornes et la tension de polarisation	+	+	+	+

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 V et pour la catégorie 4, il convient que la tension de polarisation spécifiée soit de 0 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:

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

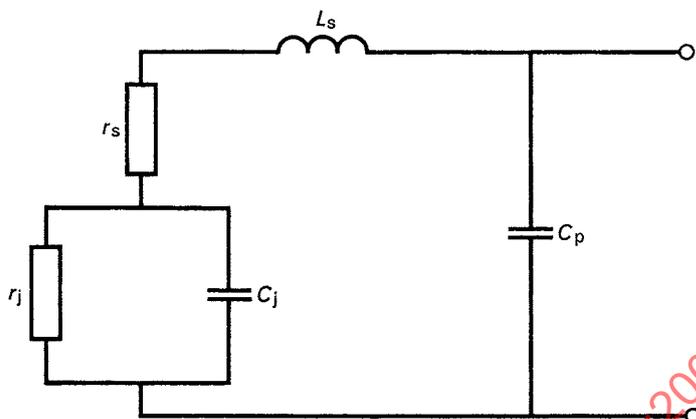
où V est la valeur absolue de la tension inverse appliquée et K , ϕ , γ sont trois constantes. Il convient que le fabricant spécifie les valeurs typiques de K , ϕ et γ .

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.



IEC 1108/01

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*.

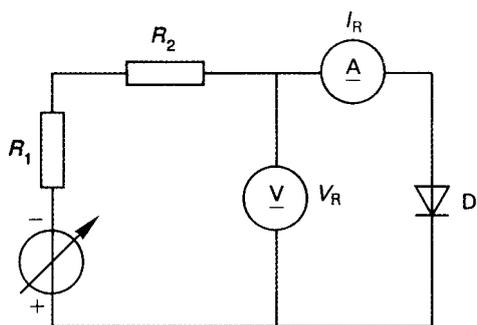
3.1.4 Méthodes de mesure

3.1.4.1 Courant inverse I_R

a) *But*

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

b) *Schema*



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 étalonnée (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 étalonnée 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*

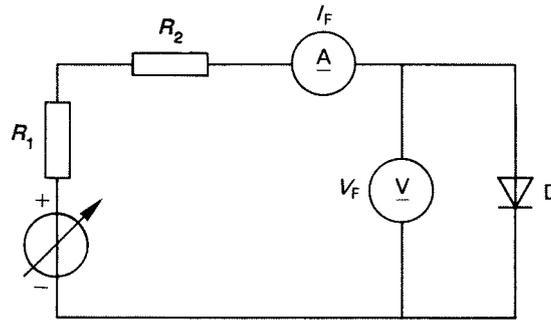
- Température ambiante, température de boîtier ou température d'un point de référence (t_{amb} , t_{case} , t_{ref}).
- Tension inverse (V_R).
- Largeur des impulsions et facteur d'utilisation, si applicable.

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 étalonnée (pour la mesure en impulsions seulement).

R_2 est une résistance de valeur élevée.

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

d) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

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

Le voltmètre V indique la tension directe V_F .

e) *Conditions spécifiées*

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

3.1.4.3 Capacité C_{tot}

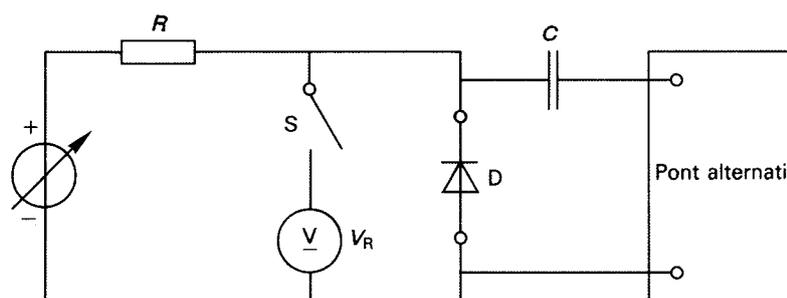
Il convient que la mesure de la capacité totale ($C_{tot} = C_j + C_p$) soit faite à une fréquence suffisamment basse (inférieure aux hyperfréquences), de façon que les effets de l'inductance des conducteurs puissent être négligés. Dans ces conditions, la valeur mesurée de la capacité aux bornes est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

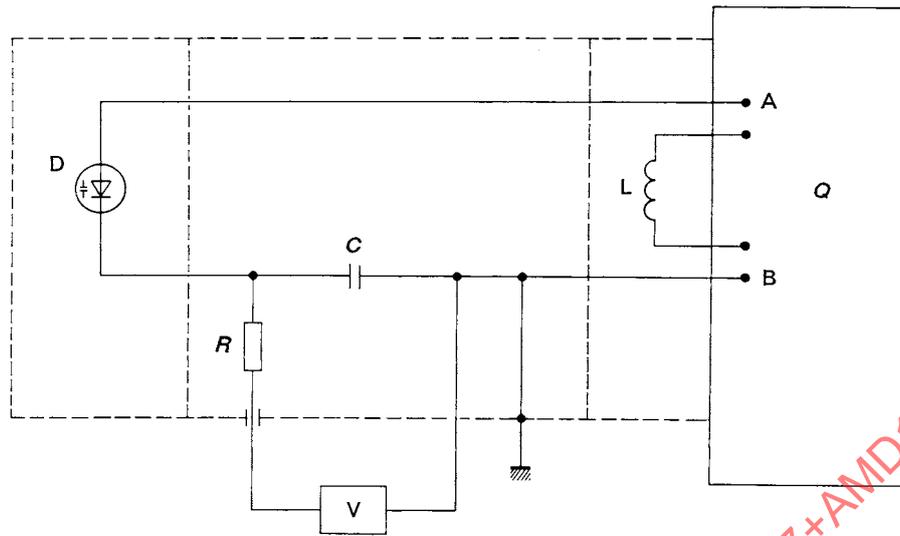
Température ambiante ou température de boîtier (t_{amb} , t_{case}).

- 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).



IEC 1112/01

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 C₁, le facteur Q du circuit et la grandeur de la capacité variable, la diode étant hors circuit; Q₂ et C₂, 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.

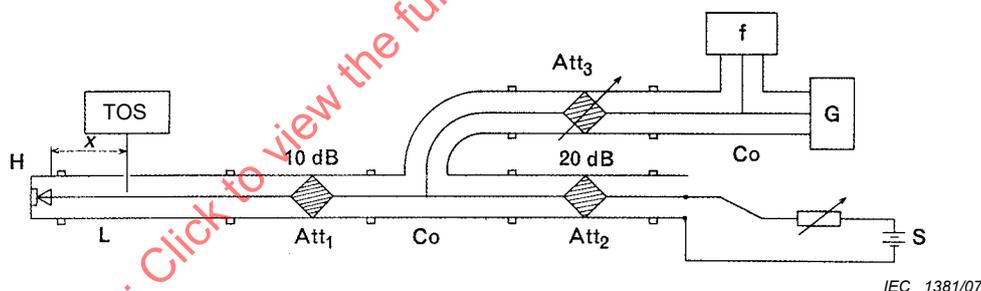
3.1.4.5 Résistance série r_s

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 ;

λ 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

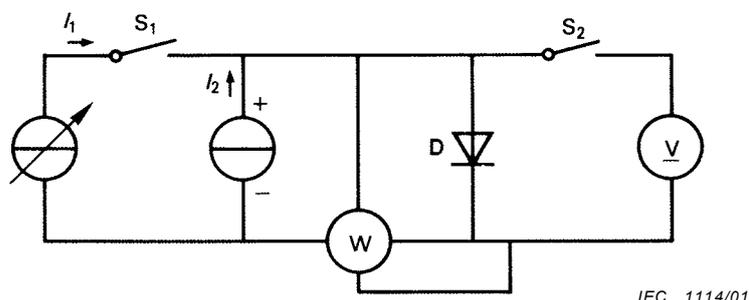
Mesurer la résistance thermique entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif à mesurer.

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.

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

Enregistrer la température T_1 du point de référence.

b) Maintenir le radiateur à une température plus basse. Augmenter le courant I_1 jusqu'à ce que la puissance dissipée P_2 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

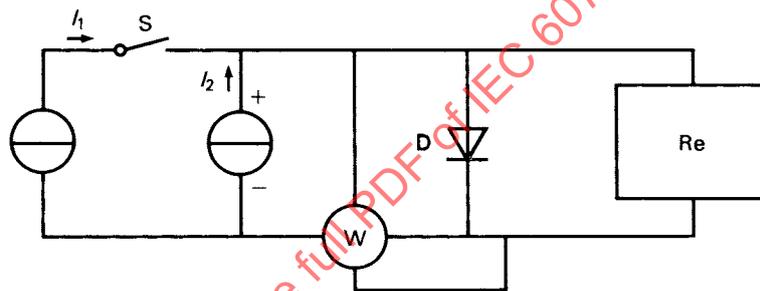
Mesurer l'impédance thermique transitoire entre la jonction et un point de référence (de préférence sur le boîtier) du dispositif à mesurer.

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.

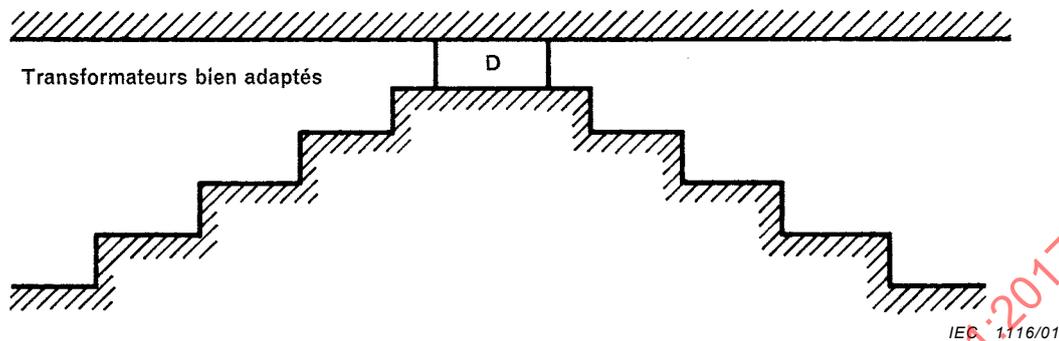
3.1.4.9.1 Mesures à l'aide d'une ligne de transmission

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.



Légende

D diode à mesurer

Figure 9 – Montage en guide d’ondes

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

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

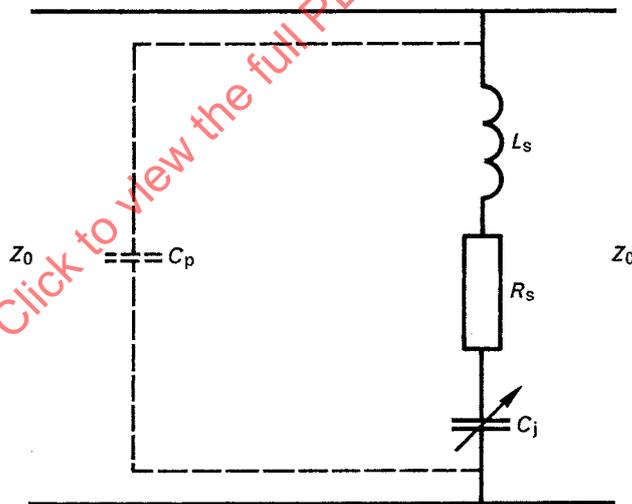


Figure 10 – Circuit équivalent de la diode dans sa monture

où

Z_0 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.

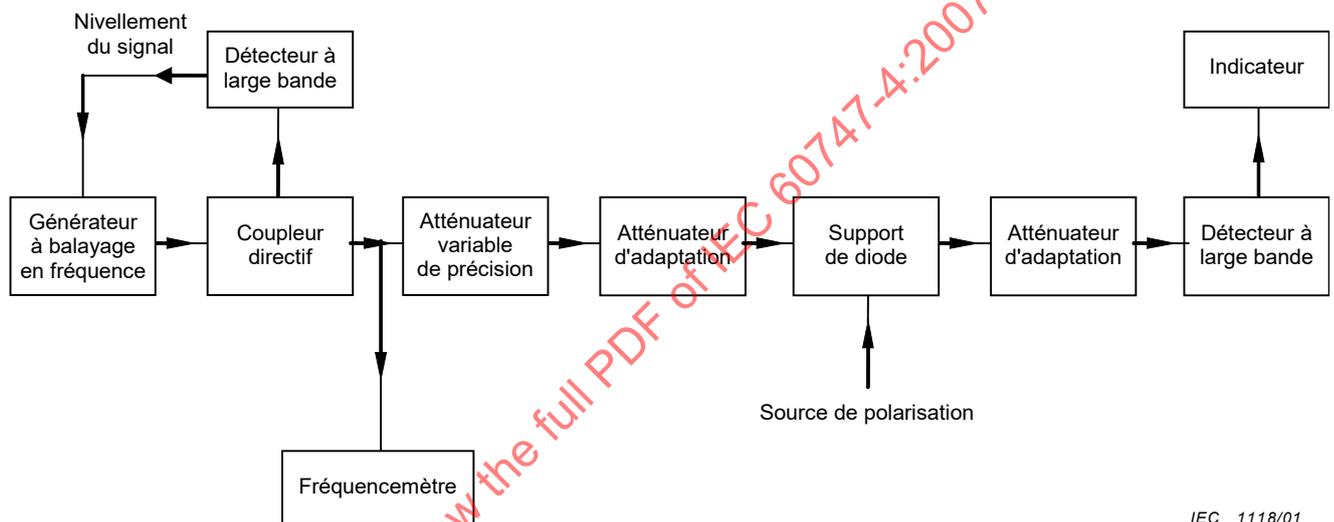
A partir de quatre mesures, à savoir:

- 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 directs, les fréquencemètres, les atténuateurs et les détecteurs sont correctement adaptés et qu'ils fonctionnent correctement dans toute la gamme de fréquences prévue et pour la puissance dissipée lors de l'essai.

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

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.

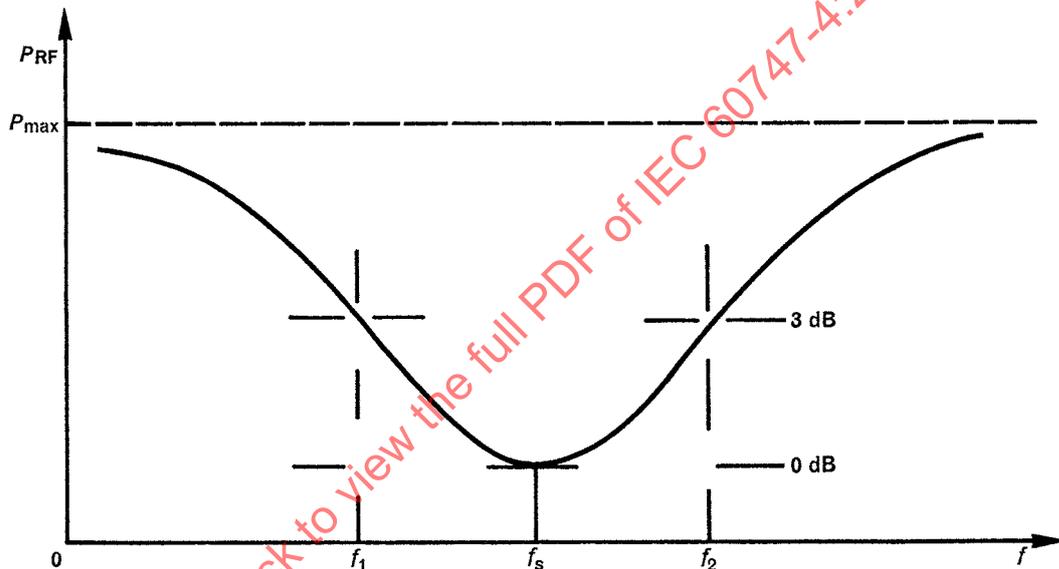
On peut également obtenir une mesure de la variation du facteur Q effectif avec la polarisation.

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:

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



IEC 1119/01

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:

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

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 (γ)

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

On détermine la tension de polarisation nécessaire pour donner la valeur définie du courant direct. En utilisant cette tension directe (V_F) et la tension inverse définie (V_{-X}), on peut obtenir les valeurs correspondantes de C_j à partir de la courbe $\frac{1}{f_s^2}$ ou KC_j en fonction de la tension de polarisation (voir 3.1.4.9.1.4.4).

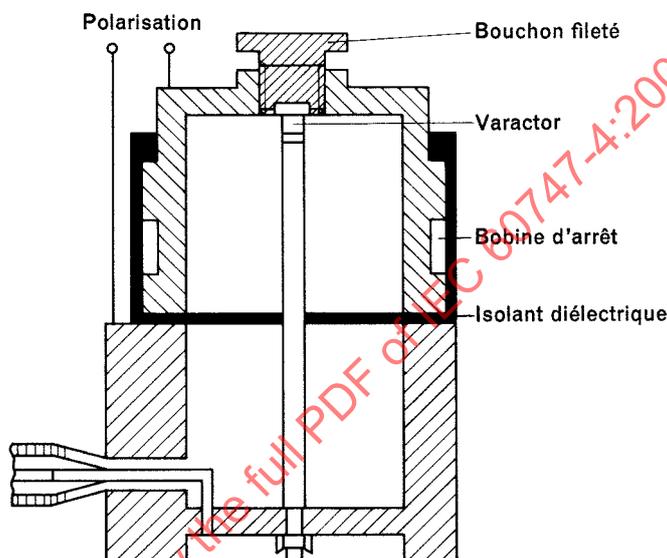
Si $C_{j(V_F)}$ et $C_{j(V-X)}$ sont les valeurs respectives de capacité, on a alors:

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

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_{j_0} et la fréquence de coupure f_{c_0} 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_{r_0} 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:

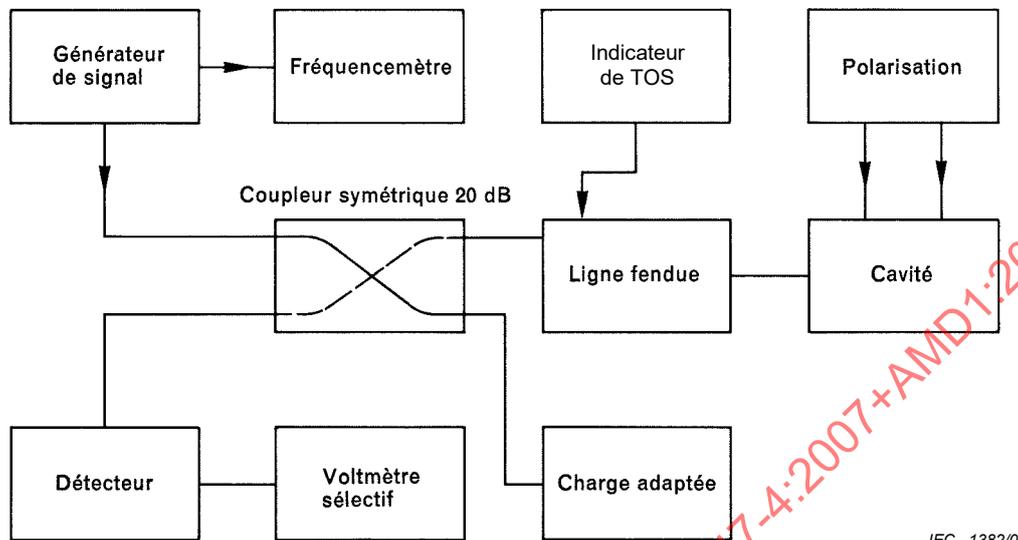
$$k = \frac{1}{1 - \frac{Q_{ro}}{Q'} \sqrt{\frac{f'}{f_{ro}}}}$$

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 réfléchié 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 réfléchié 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.