

NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD

CEI
IEC
747-4

1991

AMENDEMENT 1
AMENDMENT 1

1993-10

Amendement 1

Dispositifs à semiconducteurs
Dispositifs discrets

Partie 4:
Diodes et transistors hyperfréquences

Amendment 1

Semiconductor devices
Discrete devices

Part 4:
Microwave diodes and transistors

© CEI 1993 Droits de reproduction réservés — Copyright — all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale 3, rue de Varembe Genève, Suisse



Commission Electrotechnique Internationale
International Electrotechnical Commission
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX
PRICE CODE

U

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

AVANT-PROPOS

Le présent amendement a été établi par le comité d'études 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs.

Le texte de cet amendement est issu des documents suivants:

DIS	Rapports de vote
47(BC)1191	47(BC)1309
47(BC)1251	47(BC)1340
47(BC)1261-1261A	47(BC)1311
47(BC)1280	47(BC)1334
47(BC)1290	47(BC)1332

Les rapports de vote indiqués dans le tableau ci-dessus donnent toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cet amendement.

Page 2

SOMMAIRE

Remplacer le titre du chapitre II et le titre de la section deux par les nouveaux titres suivants:

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

Section deux: Diodes à retour rapide, diodes Schottky

Remplacer, à la page 4, les titres des chapitres V et VII par les nouveaux titres des chapitres et des articles suivants:

CHAPITRE V: DIODES GUNN

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

CHAPITRE VII: TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP

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

FOREWORD

This amendment has been prepared by IEC technical committee 47: Semiconductor devices.

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

DIS	Reports on voting
47(CO)1191	47(CO)1309
47(CO)1251	47(CO)1340
47(CO)1261-1261A	47(CO)1311
47(CO)1280	47(CO)1334
47(CO)1290	47(CO)1332

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

Page 3

CONTENTS

Replace the titles of chapter II and section two by the following new titles:

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

Section two: Snap-off diodes, Schottky diodes

On page 5, replace the titles of chapters V and VII by the following new titles of chapters and clauses:

CHAPTER V: GUNN DIODES

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

CHAPTER VII: FIELD EFFECT TRANSISTORS

- 1 General
- 2 Terminology and letter symbols
- 3 Essential ratings and characteristics
- 4 Measurement methods

Page 12

Remplacer le titre du chapitre II par le nouveau titre suivant:

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

Page 72

Remplacer les titres du chapitre II et de la section deux par les nouveaux titres suivants:

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

Section deux: Diodes à retour rapide, diodes Schottky

Page 82

Ajouter le nouveau paragraphe 4.3 suivant:

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

4.3.1 But

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

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

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

4.3.2 Principe de mesure

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

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

- 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.

Page 13

Replace the title of chapter II by the following new title:

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

Page 73

Replace the titles of chapter II and section two by the following new titles:

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

Section two: Snap-off diodes, Schottky diodes

Page 83

Add the following new subclause 4.3:

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

4.3.1 Purpose

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

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

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

4.3.2 Principle of measurement

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

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

- 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.

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

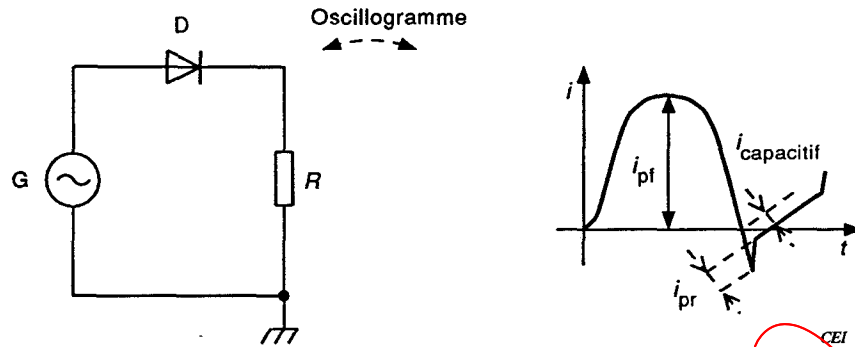


Figure 33

On peut démontrer que:

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

les conditions nécessaires étant: $\omega\tau < 0.3$ et $i_{pr} > i_{\text{capacitif}}$

où

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

f est la fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales G

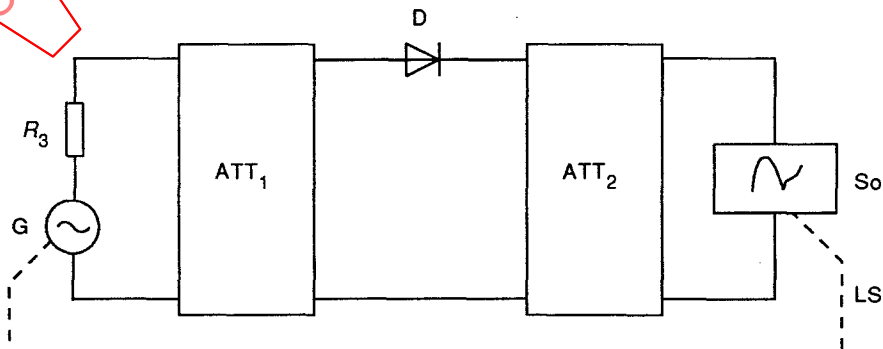
i_{pr} est la valeur crête du courant inverse en l'absence d'effets capacitifs

i_{pf} est la valeur crête du courant direct

ψ est la tension directe

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

4.3.3 Schéma



CEI 11134/93

Figure 34

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

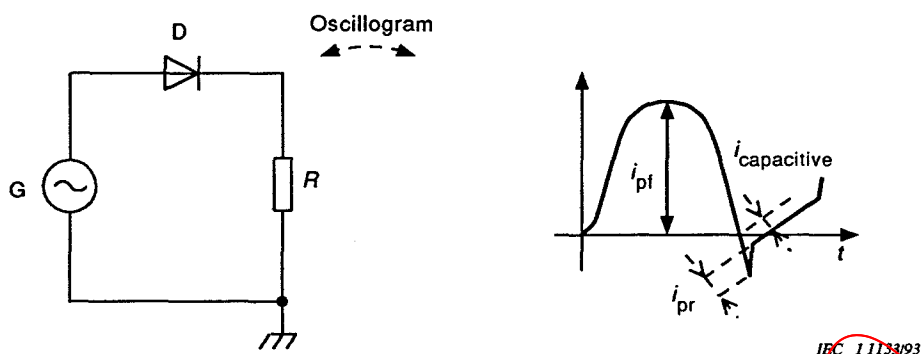


Figure 33

It can be shown that:

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

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

where

τ is the carrier lifetime of the diode under test

f is the frequency of the sinusoidal waveform generator, G

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

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

Ψ is the forward voltage

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

4.3.3 Circuit diagram

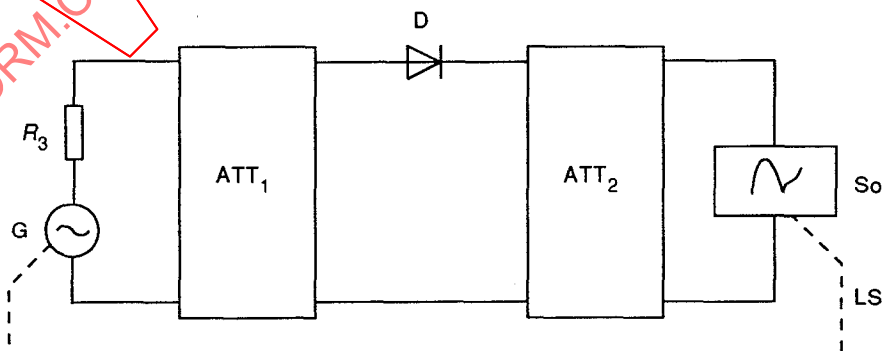


Figure 34

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, $Z_o = R_g$

D est la diode en essai

ATT₂ est l'atténuateur, $Z_o = R_g$

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

LS est le circuit de synchronisation de l'oscilloscope

4.3.4 Exécution

Insérer la diode à mesurer dans un montage d'essai similaire à celui du schéma représenté à la figure 34.

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 du chapitre II après avoir déterminé la valeur de E_p et la valeur de ψ (par exemple avec un traceur de courbe).

NOTE 2 - Dans le cas du montage de mesure de la figure 34, la valeur de e_{eff} peut être mesurée directement sur l'oscilloscope étalonné en connectant directement ATT₁ à ATT₂ (court-circuit aux bornes de la diode, par exemple).

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

Attention: Il convient de s'assurer que:

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

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

Exemple: Etant donné

$$R_g = 50 \, \Omega$$

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

$$f = 54 \, MHz$$

ATT₁ = 10 dB, ATT₂ = 20 dB (valeurs généralement suffisantes pour réduire les désadaptations d'impédance apparaissant en cours de cycle après la mesure de la durée de vie des porteurs).

La valeur de i_{pf} est lue directement sur l'oscilloscope et, en tenant compte de l'atténuation de ATT₂, on obtient les valeurs suivantes:

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

where

G is the sinusoidal waveform voltage generator with frequency, f

R_g is the internal resistance of the sinusoidal wave generator

ATT₁ is the attenuator, $Z_o = R_g$

D is the diode under test

ATT₂ is the attenuator, $Z_o = R_g$

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

LS is the synchronization for the oscilloscope

4.3.4 Measurement procedure

The diode to be measured is put in the test fixture similar to that shown in figure 34 (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_{pf} 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 from chapter II, after having determined the value of E_p and the value of ψ (for example, with a curve tracer).

NOTE 2 - For the circuit diagram of figure 34, the value of e_{rms} can be measured directly on the calibrated oscilloscope when the attenuators ATT₁ and ATT₂ are directly connected (for example, a short circuit across the diode).

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

Caution: It should be ascertained that

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

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

Example: Given

$$R_g = 50 \, \Omega$$

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

$$f = 54 \, MHz$$

ATT₁ = 10 dB, ATT₂ = 20 dB (these values are generally sufficient to reduce the effect of the mismatch appearing during the cycle after the carrier lifetime measurement).

The value of i_{pf} is read directly from the oscilloscope, and taking into account the attenuation of ATT₂, the following values are obtained:

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

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

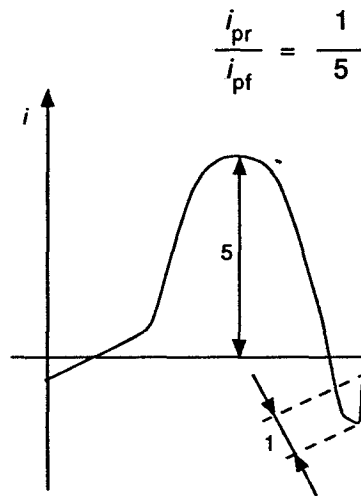


Figure 35

La formule du chapitre II donne: $\tau = 500 \text{ ps}$

4.3.5 Exigences

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

4.3.6 Conditions spécifiées

Température ambiante ou du boîtier

Fréquence du générateur d'ondes sinusoïdales, f

Valeur crête du courant direct, i_{pf}

Valeurs des éléments du circuit et, si celui-ci est différent de celui de la figure 34, schéma et valeurs des éléments le constituant

Page 142

CHAPITRE V – DIODES GUNN

Remplacer «(A l'étude)» par le texte suivant:

1 Généralités

(A l'étude)

2 Terminologie et symboles littéraux

2.1 Tension de claquage d'impulsion (d'une diode à effet Gunn) $V_{(BR)}$

Valeur la plus faible de la tension dans les conditions d'impulsion spécifiées à laquelle la

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

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

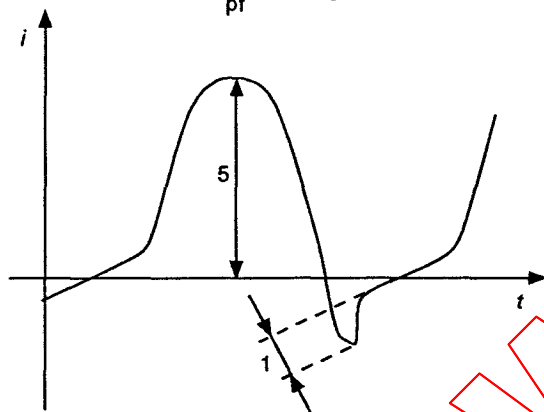


Figure 35

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

4.3.5 Requirements

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

4.3.6 Specified conditions

Ambient or case temperature

Frequency of sine wave generator, f

Peak value of forward current, i_{pf}

Values of the elements of the circuit, and the circuit diagram with values of the elements, if different from figure 34

Page 143

CHAPTER V – GUNN DIODES

Replace "(Under consideration)" by the following text:

1 General

(Under consideration)

2 Terminology and letter symbols

2.1 Pulse breakdown voltage (of a Gunn diode), $V_{(BR)}$

The lowest value of the voltage under specified pulse conditions at which the resistance of

résistance de la diode décroît brusquement.

3 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

(A l'étude)

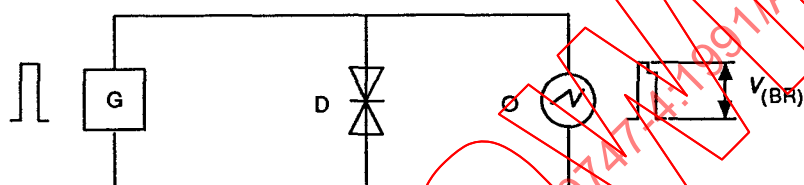
4 Méthodes de mesure

4.1 Tension de claquage d'impulsion $V_{(BR)}$

4.1.1 But

Mesurer la tension de seuil d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

4.1.2 Schéma



CEI 1136/93

Figure 36

où

$V_{(BR)}$ est la tension de claquage d'impulsion

4.1.3 Description et exigences du circuit

D est la diode à mesurer

G est le générateur d'impulsions ultra-rapide (nanosecondes)

O est l'oscilloscope

4.1.4 Exécution

Appliquer l'impulsion d'entrée à la diode par le générateur d'impulsions G.

Augmenter l'amplitude d'impulsion d'entrée jusqu'à ce que le front arrière de l'impulsion observable sur l'oscilloscope chute instantanément.

La tension observée à la diode juste avant cet instant est la tension de seuil de la diode à effet Gunn.

4.1.5 Conditions spécifiées

Température ambiante

Durée d'impulsion

Taux d'impulsion

the diode decreases suddenly.

3 Essential ratings and characteristics

(Under consideration)

4 Measurement methods

4.1 Pulse breakdown voltage, $V_{(BR)}$

4.1.1 Purpose

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

4.1.2 Circuit diagram

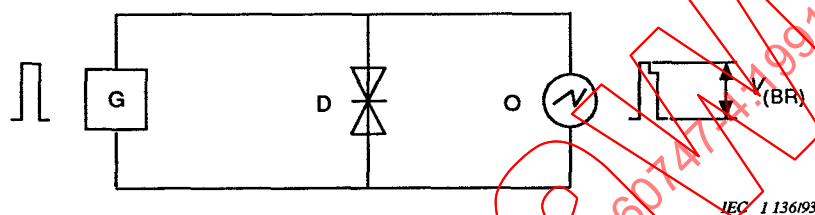


Figure 36

where

$V_{(BR)}$ is the pulse breakdown voltage

4.1.3 Circuit description and requirements

D is the diode being measured

G is the nanosecond pulse generator

O is the oscilloscope

4.1.4 Measurement procedure

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

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

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

4.1.5 Specified conditions

Ambient temperature

Pulse duration

Pulse duty factor

4.1.6 Précautions

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

4.2 Tension de seuil

4.2.1 But

Mesurer la tension de seuil d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

4.2.2 Schéma

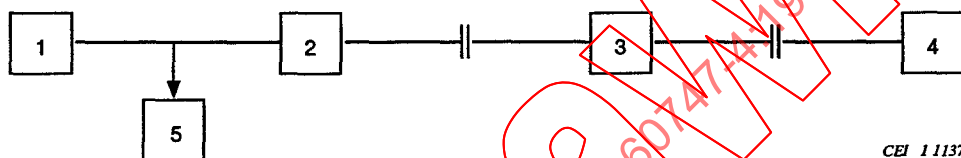


Figure 37

où

- 1 est le générateur de tension
- 2 est la cavité avec la diode en mesure
- 3 est l'atténuateur variable
- 4 est l'indicateur d'oscillations (wattmètre ou chambre de détection avec un micro-ampèremètre ou un oscilloscope stroboscopique)
- 5 est le voltmètre en continu

4.2.3 Description et exigences du circuit

Afin de garantir la mesure, il est nécessaire que le circuit possède une cavité dont la conception est spécifiée pour chaque type de diode.

La cavité doit satisfaire aux exigences suivantes:

- avoir des éléments de réglage permettant de visualiser le mode d'oscillation de la diode dans la bande de fréquences spécifiée;
- assurer la fréquence d'oscillations spécifiée en fonction de la polarisation de la diode;
- assurer l'évacuation de la chaleur de la diode dans les conditions de fonctionnement. Dans ce cas, la température de maintien critique ne doit pas dépasser une valeur limite maximale spécifiée pour un type particulier de diode. La résistance d'entrée de la source de tension ne doit pas dépasser 10 % de la résistance de la diode.

4.1.6 Precautions

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

4.2 Threshold voltage

4.2.1 Purpose

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

4.2.2 Circuit diagram

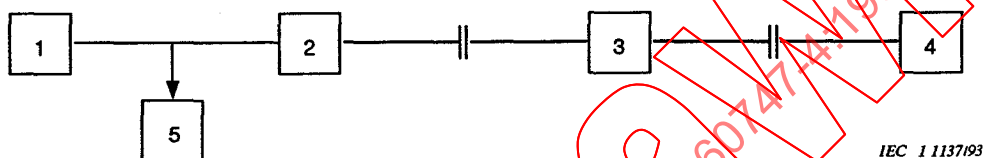


Figure 37

where

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

4.2.3 Circuit description and requirements

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

The cavity chamber shall meet the following requirements:

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

4.2.4 Exécution

Introduire la diode dans la cavité. Augmenter progressivement la tension d'alimentation jusqu'à ce qu'une oscillation se produise. L'appareil de mesure (4) définit où l'oscillation se produit. Régler la cavité à la valeur maximale donnée par celui-ci. En cas de surcharge, utiliser un atténuateur. Réduire la tension d'alimentation à zéro. Répéter ces opérations jusqu'à obtention de la valeur minimale de tension à laquelle l'oscillation se produit. Lire la valeur de la tension de seuil sur le voltmètre en continu au moment où l'oscillation se produit.

4.3 Résistance

4.3.1 Méthode avec voltmètre-ampèremètre

4.3.1.1 But

Mesurer la résistance d'une diode à effet Gunn dans les conditions spécifiées.

4.3.1.2 Schéma

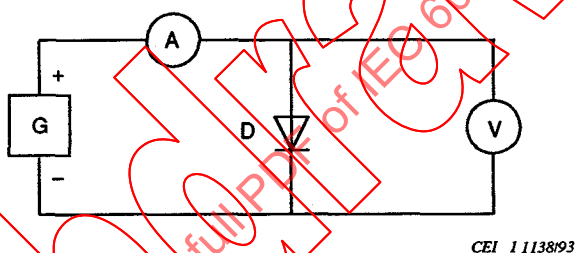


Figure 38

où

G est le générateur de courant continu

A est l'ampèremètre en continu

V est le voltmètre en continu

D est la diode en mesure

4.3.1.3 Description et exigences du circuit

La résistance d'entrée du voltmètre doit être élevée par rapport à la résistance maximale de la diode.

4.3.1.4 Exécution

Le courant de mesure doit être nettement inférieur au courant de seuil I_{TO} .

Tenir compte de la chute de tension sur les fils et les bornes qui connectent la diode au circuit de mesure.

A cette fin, mesurer la chute de tension sur les bornes en court-circuit du support de la

4.2.4 Measurement procedure

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

4.3 Resistance

4.3.1 Voltmeter-ammeter method

4.3.1.1 Purpose

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

4.3.1.2 Circuit diagram

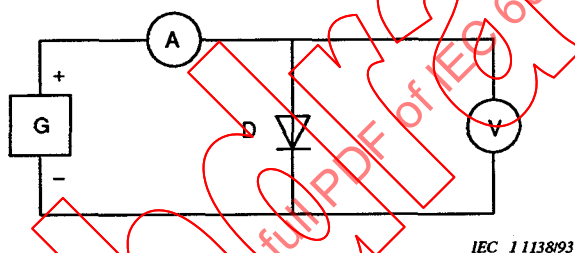


Figure 38

where

G is the d.c. generator

A is the d.c. ammeter

V is the d.c. voltmeter

D is the diode being measured

4.3.1.3 Circuit description and requirements

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

4.3.1.4 Measurement procedure

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

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

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

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 en mesure

U est la chute de tension sur la diode en mesure

I est le courant aux bornes de la diode en mesure

4.3.2 Méthode de substitution

4.3.2.1 Schéma

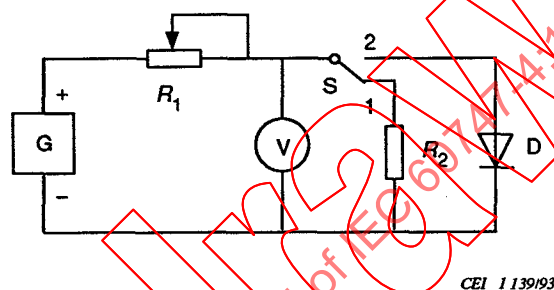


Figure 39

où

G est le générateur de courant continu

R_1 est la résistance variable

V est le voltmètre en continu

S est l'interrupteur

R_2 est la résistance étalonée

D est la diode en mesure

4.3.2.2 Description et exigences du circuit

La résistance interne du générateur de courant continu que constituent G et R_1 doit être élevée par rapport à la résistance maximale de la diode. Choisir pour la résistance variable R_1 une valeur telle que le courant aux bornes de la diode puisse être réglé dans une limite de $\pm 10\%$.

La valeur de la résistance étalonée R_2 ne doit pas être inférieure à la valeur limite maximale de la résistance de la diode.

4.3.2.3 Exécution

Mettre l'interrupteur S en position 1 et étalonner le voltmètre avec la résistance R_1 .

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

4.3.2 Alternative method

4.3.2.1 Circuit diagram

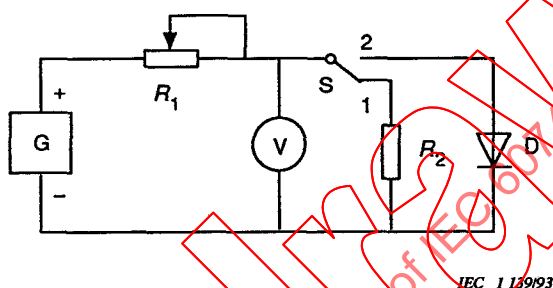


Figure 39

where

G is the d.c. generator

R_1 is the variable resistor

V is the d.c. voltmeter

S is the switch

R_2 is the calibrated resistor

D is the diode being measured

4.3.2.2 Circuit description and requirements

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

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

4.3.2.3 Measurement procedure

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

Mettre alors l'interrupteur S en position 2 et lire la valeur de la résistance sur l'échelle de mesure.

Page 152

Ajouter les articles et les paragraphes suivants:

4 Méthodes de mesure

4.1 Généralités

4.1.1 Polarité

Les polarités des alimentations, figurant dans les circuits de la présente norme, s'appliquent aux dispositifs à Canal N. Toutefois, il est possible d'adapter ces circuits aux dispositifs à Canal P en changeant les polarités des appareils de mesure et des alimentations.

4.1.2 Précautions générales

Les précautions générales rapportées dans l'article 2, chapitre VII, de la CEI 747-1 sont applicables. De plus, on doit veiller à utiliser les alimentations continues stabilisées, et à découpler en conséquence toutes les tensions d'alimentation de polarisation à la fréquence de mesure.

4.1.3 Précautions de manipulation

En raison de la résistance d'entrée très élevée des transistors à effet de champ, la couche isolée de la grille (pour les dispositifs grille isolée) ou la jonction grille (pour les dispositifs jonction-grille) peut être irrévocablement endommagée si une tension excessive se produit par exemple lors d'un contact avec des personnes chargées d'électricité statique ou de courants de fuite issus des fers à souder, etc.

Quand on manipule ces dispositifs, on doit alors observer les précautions de manipulation énoncées à l'article 1 chapitre IX de la CEI 747-1.

4.1.4 Catégories de types

(A l'étude)

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

La méthode de mesure figurant à l'article 3, chapitre IV, de la CEI 747-8 est applicable.

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

La méthode de mesure figurant à l'article 5, chapitre IV de la CEI 747-8 est applicable, la phrase en 5.3 étant remplacée par «Voir précautions générales».

4.4 Tension de claquage grille-source ($V_{(BR)GS}$)

4.4.1 But

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

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

Page 153

Add the following clauses and subclauses:

4 Measurement methods

4.1 General

4.1.1 Polarity

The polarities of the power supplies, shown in the circuits in this standard, are applicable to N-Channel type devices. However, the circuits can be adapted for P-Channel type devices by changing the polarities of the meters and the power supplies.

4.1.2 General precautions

The general precautions listed in clause 2, chapter VII, of IEC 747-1, apply. In addition, special care should be taken to use low-ripple d.c. supplies and to decouple adequately all bias supply voltages at the frequency of measurement.

4.1.3 Handling precautions

Because of the very high input resistance of field-effect transistors, the gate insulation layer (for insulated-gate types) or the gate junction (for junction-gate types) may be irreversibly damaged if an excessive voltage is allowed to build up, for example, due to contact with electrostatically charged persons, leakage currents from soldering irons, etc.

When handling these devices, the handling precautions given in clause 1, chapter IX, of IEC 747-1, shall therefore be observed.

4.1.4 Type categories

(Under consideration)

4.2 Drain current, with gate short-circuited to source (I_{DSS})

The measuring method given in clause 3, chapter IV, of IEC 747-8, is applicable.

4.3 Gate-source cut-off voltage (V_{GSoff})

The measuring method given in clause 5, chapter IV, of IEC 747-8, is applicable with the sentence in 5.3 being replaced by "See general precautions".

4.4 Gate-source breakdown voltage ($V_{(BR)GS}$)

4.4.1 Purpose

To measure the gate-source breakdown voltage of a field-effect transistor under specified conditions.

Figure 40 – Circuit de base pour la mesure de la tension de claquage grille-source $V_{(GR)GS}$

R est une résistance de protection.

Augmenter progressivement la valeur de la tension inverse grille-source de zéro, jusqu'à ce que soit atteinte la première valeur des valeurs I_G ou $V_{(BR)GSO}$ spécifiées. Si l'on obtient d'abord la valeur du courant I_G , le transistor est défectueux. Si l'on obtient d'abord la tension $V_{(BR)GSO}$, le transistor est acceptable.

Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}

~~Courant de grille, I_G~~

~~Tension de claquage $V_{(BR)GSO}$~~

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

4.5.1 But

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

4.4.2 Circuit diagram

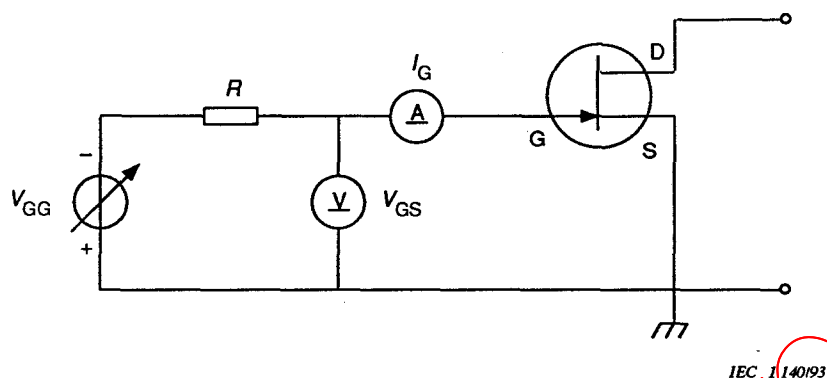


Figure 40 – Basic circuit for the measurement of gate-source breakdown voltage, $V_{(BR)GS}$

4.4.3 Circuit description and requirements

R is a protective resistor.

4.4.4 Measurement procedure

Increase progressively the value of the gate-source reverse voltage from zero until the first value of the specified value I_G or $V_{(BR)GSO}$ is reached. If the current value I_G is reached first, the transistor is faulty. If the specified voltage $V_{(BR)GSO}$ is reached first, the transistor is acceptable.

4.4.5 Specified conditions

Ambient or point temperature, T_{amb} or T_{case}

Gate current, I_G

Breakdown voltage, $V_{(BR)GSO}$

4.5 Thermal resistance, channel-to-case ($R_{th(ch-c)}$, $R_{th(j-c)}$)

4.5.1 Purpose

To measure the thermal resistance, channel-to-case of a field-effect transistor under specified conditions.

4.5.2 Schéma

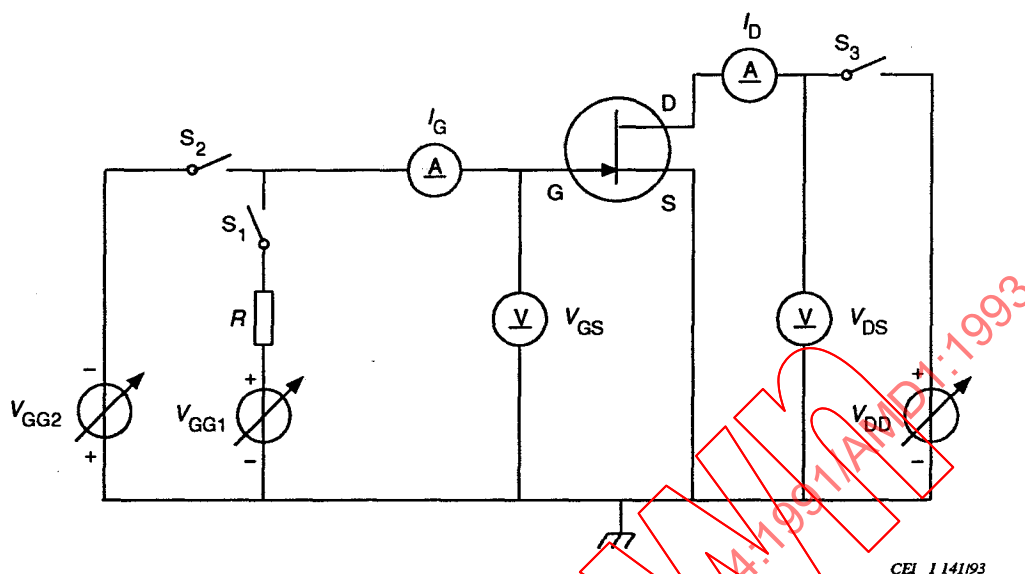


Figure 41 – Circuit pour la mesure de la résistance thermique canal-boîtier

4.5.3 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:

$$\alpha = \frac{\Delta V_{GSF}}{\Delta T_{ch}} \quad (1) \text{ (voir figure 43)}$$

- 2) Application d'une dissipation de puissance constante $V_{DS} \cdot I_D$ 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:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{\Delta V_{GSF}}{\alpha} \cdot \frac{1}{V_{DS} \cdot I_D} \quad (2)$$

4.5.4 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 42, 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 en mesure.

4.5.2 Circuit diagram

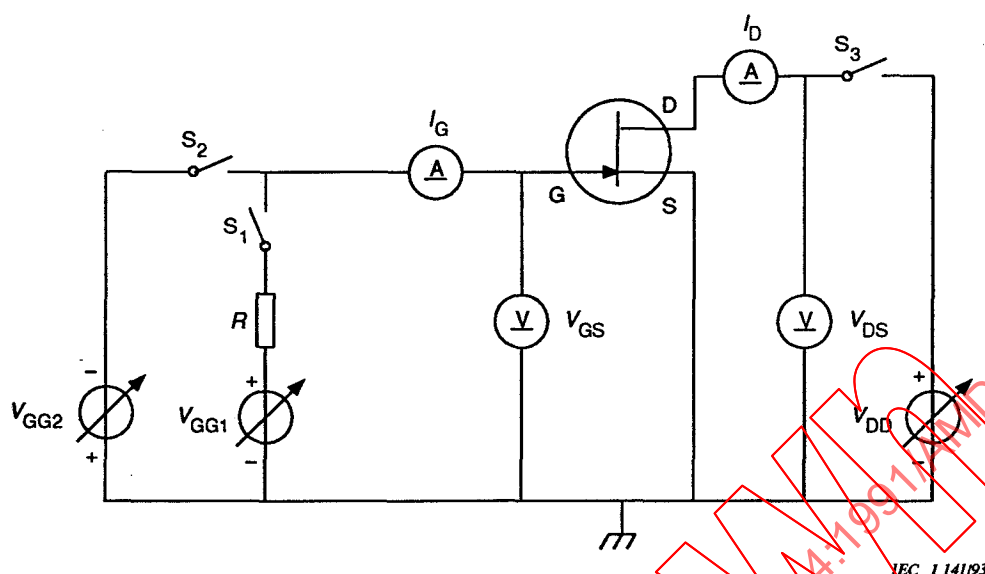


Figure 41 – Circuit for the measurement of thermal resistance, channel-to-case

4.5.3 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) Establishing 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:

$$\alpha = \frac{\Delta V_{GSF}}{\Delta T_{ch}} \quad (1) \text{ (see figure 43)}$$

- 2) Application of a constant power dissipation, $V_{DS} \cdot I_D$, 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:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{\Delta V_{GSF}}{\alpha} \cdot \frac{1}{V_{DS} \cdot I_D} \quad (2)$$

4.5.4 Circuit description and requirements

Resistor R must 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 d.c. pulses supplied to the device being measured is shown in figure 42. The current passing through the voltmeter for V_{GS} must be negligible compared with the forward gate current of the device being measured.

Voir les précautions générales.

4.5.6 Méthode de mesure

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

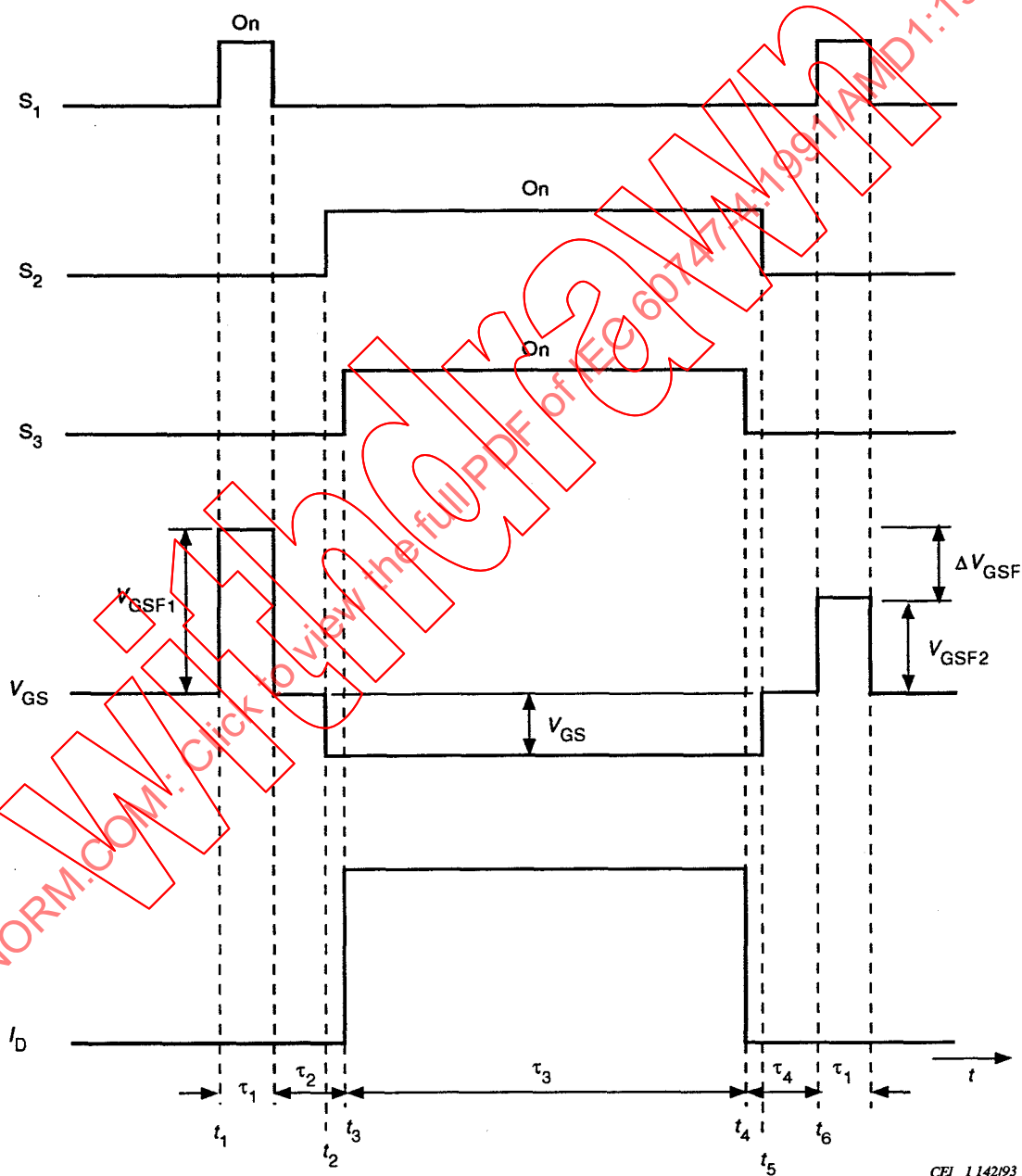


Figure 42 – Ordre d'application des impulsions de courant continu du dispositif en mesure

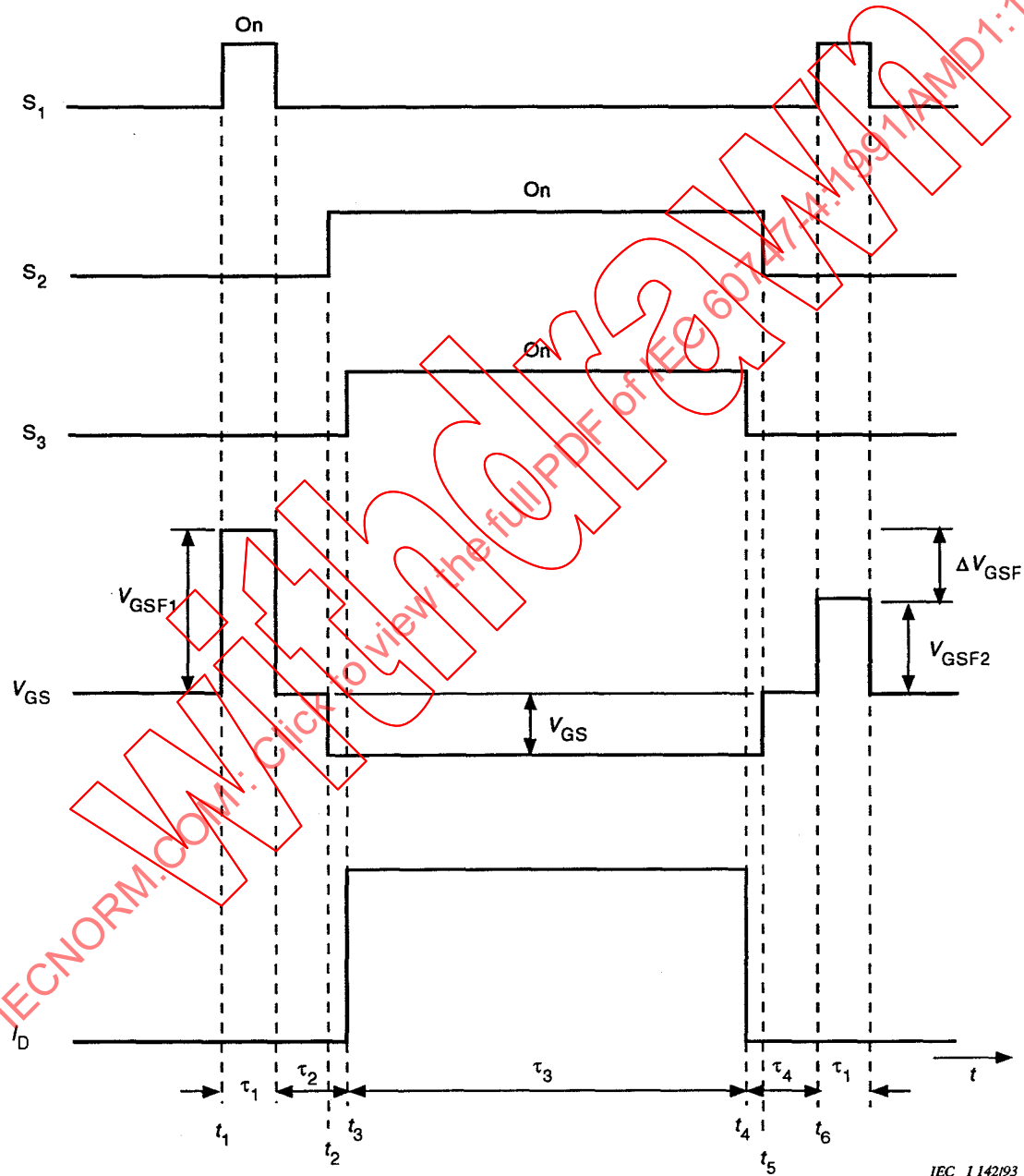
4.5.5 Precautions to be observed

See general precautions.

The specified case temperature of the device being measured shall be kept constant during the measurement.

4.5.6 Measurement procedure

The measurement consists of two parts, the measurement of the thermal coefficient and the measurement of thermal resistance, channel-to-case.



IEC 1142/93

Figure 42 – Timing chart of d.c. pulse to be supplied to the device being measured

4.5.6.1 Mesure de α

Placer le dispositif en mesure sur une plaque chauffante (ou dans un four) et le relier au circuit comme indiqué à la figure 41. Les interrupteurs S_2 et S_3 sont fermés, l'interrupteur S_1 est ouvert.

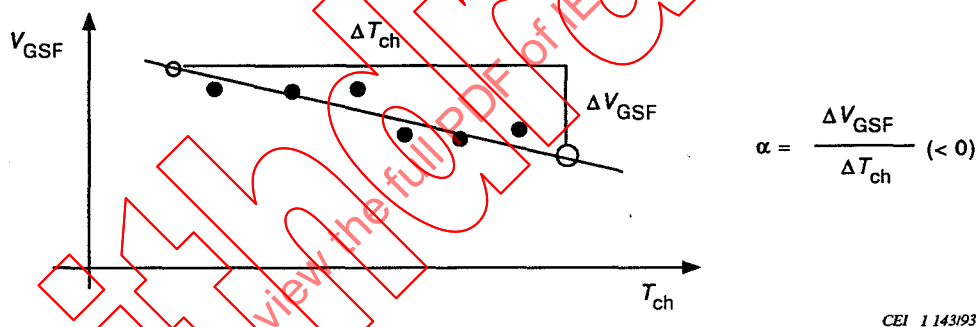
Régler R de manière à ce que le courant direct de grille de référence $I_{G(\text{ref})}$ ait une valeur adéquate pour effectuer les mesures.

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 43).



CEI 1143/93

Figure 43 – Courbe d'étalonnage $V_{\text{GSF}} = f(T_{\text{ch}})$ pour une valeur spécifiée de $I_{G(\text{ref})}$, évaluation du coefficient α

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

Connecter le dispositif à mesurer au circuit comme il est indiqué dans la figure 41. 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 .

4.5.6.1 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 41. Switches S_2 and S_3 are off, switch S_1 is on.

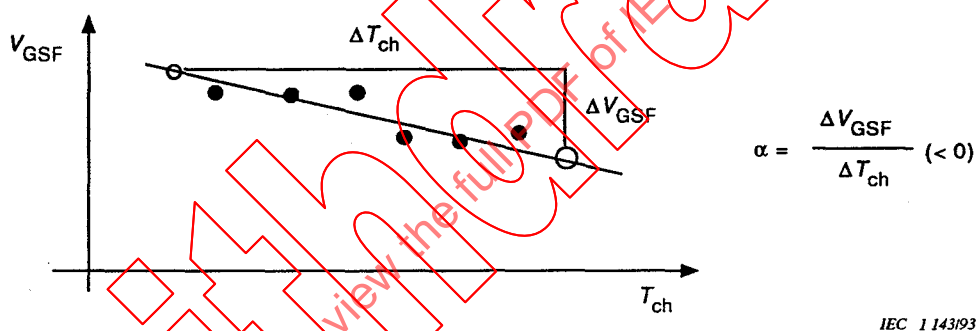
R is adjusted such that the reference gate forward current, $I_{G(\text{ref})}$, has a suitable value for the purpose of the measurements.

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 43).



IEC 1143/93

Figure 43 – Calibration curve $V_{\text{GSF}} = f(T_{\text{ch}})$ for fixed $I_{G(\text{ref})}$, evaluation of α

4.5.6.2 Measurement of $R_{\text{th(ch-c)}}$

The device being measured is connected to the circuit as shown in figure 41. 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.

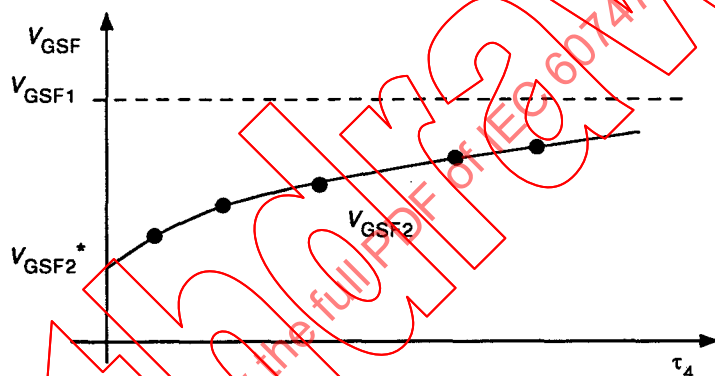
Au bout de l'intervalle de temps τ_3 , lorsque l'équilibre thermique est atteint, fermer S_3 , au temps $t = t_4$. Généralement il suffit que τ_3 soit de l'ordre de plusieurs centaines de millisecondes. Au temps $t = t_5$, fermer S_2 immédiatement après avoir fermé S_3 . Au temps $t = t_6$, après écoulement 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 44). 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:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{V_{GSF2}^* - V_{GSF1}}{\alpha} \cdot \frac{1}{V_{DS} \cdot I_D} \quad (3)$$

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



CEI 1144/93

Figure 44 – V_{GSF2} en fonction du temps de retard τ_4

4.5.7 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}

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

4.6.1 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.

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 t_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 44). From the graph, V_{GSF2}^* can be extrapolated, which is V_{GSF2} for $\tau_4 = 0$. $R_{th(ch-c)}$ is calculated as:

$$R_{th(ch-c)} = \frac{V_{GSF2}^* - V_{GSF1}}{\alpha} \cdot \frac{1}{V_{DS} \cdot I_D} \quad (3)$$

Note that both $(V_{GSF2}^* - V_{GSF1})$ and α have a negative value.

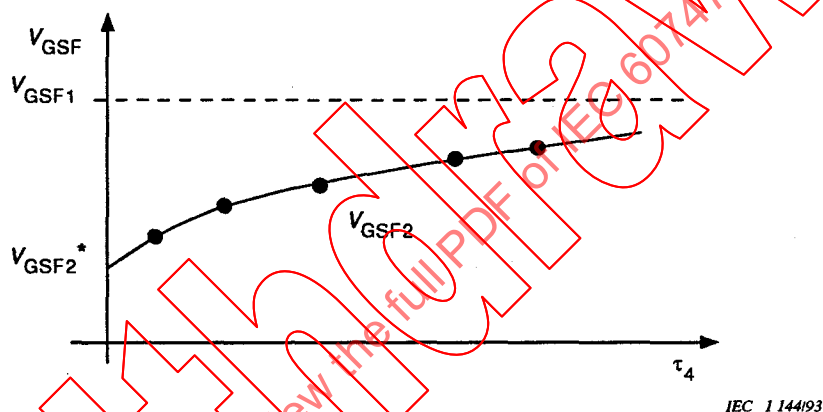


Figure 44 – V_{GSF2} in function of delay time τ_4

4.5.7 Specified conditions

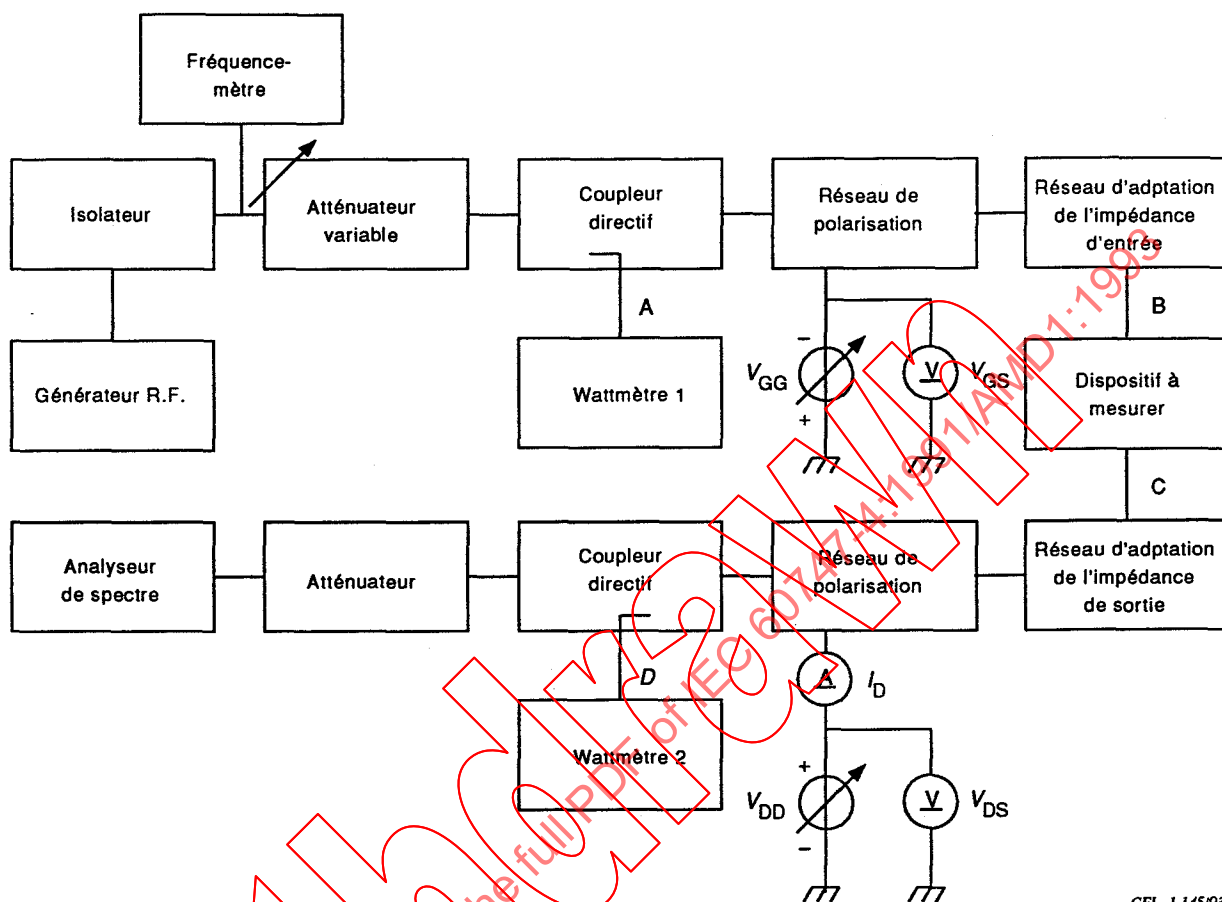
Ambient temperature:	T_{amb}
Case temperature:	T_{case}
Reference gate-source forward current:	I_G
Drain current:	I_D
Drain source voltage:	V_{DS}

4.6 Output power at 1 dB-gain compression ($P_{o(1dB)}$)

4.6.1 Purpose

To measure the output power at 1 dB-gain compression of a field-effect transistor under specified conditions.

4.6.2 Schéma



CEI 1145/93

Figure 45 — Circuit de mesure de la puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB

4.6.3 Principe de mesure

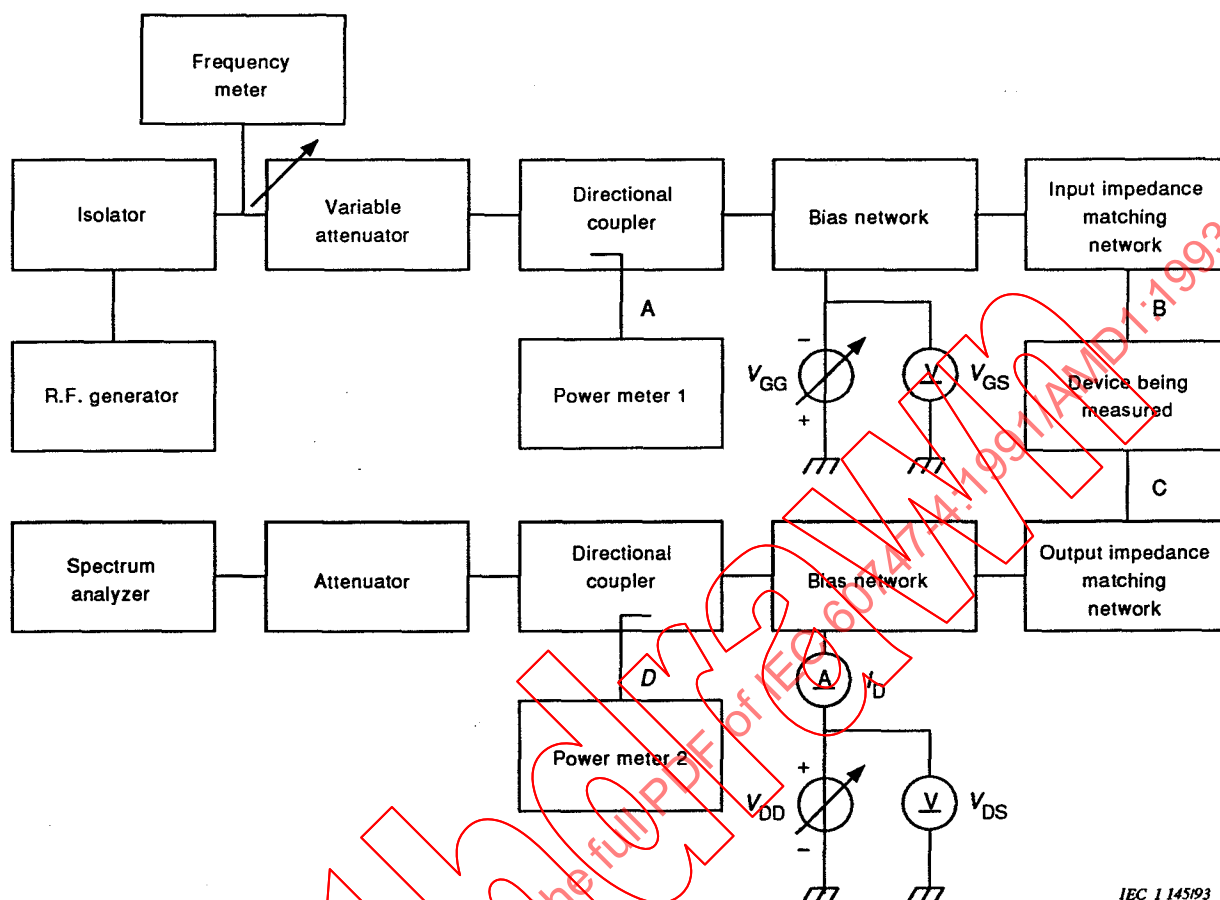
Dans le schéma de la figure 45, la puissance d'entrée P_i et la puissance de sortie P_o du dispositif en mesure sont issues des équations suivantes:

$$P_i = P_1 - L_1 \quad (4)$$

$$P_o = P_2 - L_2 \quad (5)$$

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 45, respectivement, P_i , P_o , P_1 et P_2 sont exprimées en dBm. L_1 et L_2 sont exprimés en dB.

4.6.2 Circuit diagram



IEC 1 145/93

Figure 45 – Circuit for the measurement of output power at 1 dB-gain compression

4.6.3 Principle of measurement

In the circuit diagram shown in figure 45, the input power, P_i , and the output power, P_o , of the device being measured are derived from the following equations:

$$P_i = P_1 - L_1 \quad (4)$$

$$P_o = P_2 + L_2 \quad (5)$$

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 45, respectively. P_i , P_o , P_1 and P_2 are expressed in dBm. L_1 and L_2 are expressed in dB.

Le gain en puissance G_p exprimé en dB est issu des équations (4) et (5) comme suit:

$$G_p = P_o - P_i \quad (6)$$

La puissance de sortie pour une compression de gain de 1 dB $P_{o(1\text{ dB})}$, est la valeur pour laquelle le gain diminue de 1 dB, par rapport au gain linéaire.

4.6.4 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. On doit monter le dispositif à mesurer sur un support d'essai ayant une bonne dissipation thermique. On doit 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.

4.6.5 Précautions à prendre

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.

4.6.6 Exécution

On doit régler la fréquence du générateur r.f. 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_{Imatch} au dispositif en mesure.

Régler les réseaux d'adaptation d'impédance d'entrée et de sortie de suite que le wattmètre 2 indique la valeur maximale.

Augmenter la puissance d'entrée à la valeur spécifiée P_{Imatch} et procéder au réglage des réseaux d'adaptation d'impédance.

Diminuer la valeur au niveau de la puissance d'entrée de 15 dB jusqu'au niveau de puissance pour lequel le gain en puissance G_p est le gain linéaire G_{lin} . G_{lin} est le gain mesuré dans la région où la variation de puissance de sortie en dBm est identique à celle de la puissance d'entrée.

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.

4.6.7 Conditions spécifiées

Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}

Tension drain-source, V_{DS}

Courant de drain, I_D

Fréquence

Puissance d'entrée, P_{Imatch}

Power gain G_p in dB is derived from equations (4) and (5) as follows:

$$G_p = P_o - P_i \quad (6)$$

The output power at 1 dB-gain compression, $P_{o(1\text{ dB})}$, is the value where the gain decreases by 1 dB, compared with the linear gain.

4.6.4 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.

4.6.5 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 must be capable of handling power supply.

4.6.6 Measurement procedure

The frequency of the r.f. 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_{GS} .

An input power just below the specified value P_{Imatch} 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_{Imatch} and final adjustments are made to the impedance matching networks.

The value of the input power level is decreased by 15 dB down to the power level at which the power gain, G_p , is the linear gain, G_{lin} . G_{lin} is the gain measured in the region where the change of the output power in dBm is the same as that of the input power.

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.

4.6.7 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_{Imatch}

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

4.7.1 But

Mesurer la puissance de sortie pour une puissance d'entrée spécifiée d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

4.7.2 Schéma

Voir schéma figure 45.

4.7.3 Principe de mesure

La puissance de sortie P_o pour une puissance d'entrée spécifiée est issue de l'équation (5).

4.7.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences du circuit en 4.6.4.

4.7.5 Précautions à prendre

Voir précautions en 4.6.5.

4.7.6 Exécution

Régler la fréquence du générateur r.f. 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 de sorte 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.

4.7.7 Conditions spécifiées

Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}

Tension drain-source

Courant de drain

Fréquence

Puissance d'entrée

4.8 Gain en puissance pour une compression de gain de 1 dB $G_{P(1\text{ dB})}$

4.8.1 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.

4.7 Output power at specified input power (P_o)

4.7.1 Purpose

To measure the output power at specified input power of a field-effect transistor under specified conditions.

4.7.2 Circuit diagram

See the block diagram shown in figure 45.

4.7.3 Principle of measurements

Output power, P_o , at specified input power is derived from the equation (5).

4.7.4 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements of 4.6.4.

4.7.5 Precautions to be observed

See the precautions of 4.6.5.

4.7.6 Measurement procedure

The frequency of the r.f. 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_{GS} .

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.

4.7.7 Specified conditions

Ambient or case-point temperature, T_{amb} or T_{case}

Drain-source voltage

Drain current

Frequency

Input power

4.8 Power gain at 1 dB-gain compression $G_{P(1\text{ dB})}$

4.8.1 Purpose

To measure the power gain at 1 dB-gain compression of a field-effect transistor under specified conditions.

4.8.2 Schéma

Voir schéma de la figure 45.

4.8.3 Principe de mesure

Le gain en puissance est issu de l'équation (6). On peut calculer le gain en puissance pour une compression de gain de 1 dB $G_{P(1\text{ dB})}$, comme suit:

$$G_{P(1\text{ dB})} = G_{\text{lin}} - 1 \quad (7)$$

4.8.4 Description et exigences du circuit

Voir description et exigences en 4.6.4.

4.8.5 Précautions à prendre

Voir précautions indiquées en 4.6.5.

4.8.6 Exécution

Voir exécution en 4.6.6 et principe de mesure en 4.8.3.

4.8.7 Conditions spécifiées

Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}

Tension drain-source

Courant de drain

Fréquence

Entrée P_{Imatch}

4.9 Rendement en puissance ajoutée (η_{add})

4.9.1 But

Mesurer le rendement en puissance ajoutée d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

4.9.2 Schéma

Voir schéma de la figure 45.

4.9.3 Principe de mesure

On obtient le rendement en puissance ajoutée (η_{add}) en pourcentage, ainsi:

$$\eta_{\text{add}} = \frac{P_o - P_i}{V_{\text{DS}} \cdot I_D} \times 100 \quad (8)$$

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

4.8.2 Circuit diagram

See the block diagram shown in figure 45.

4.8.3 Principle of measurements

Power gain is derived from the equation (6). Power gain at 1 dB-gain compression, $G_{P(1\text{ dB})}$, can be calculated by:

$$G_{P(1\text{ dB})} = G_{\text{lin}} - 1 \quad (7)$$

4.8.4 Circuit description and requirements

See the circuit description and requirements of 4.6.4.

4.8.5 Precautions to be observed

See the precautions of 4.6.5.

4.8.6 Measurement procedure

See the measurement procedure of 4.6.6. See the principle of measurements of 4.8.3.

4.8.7 Specified conditions

Ambient or point temperature, T_{amb} or T_{case}

Drain-source voltage

Drain current

Frequency

Input P_{Imatch}

4.9 Power added efficiency (η_{add})

4.9.1 Purpose

To measure the power added efficiency of a field-effect transistor under specified conditions.

4.9.2 Circuit diagram

See the block diagram shown in figure 45.

4.9.3 Principle of measurements

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

$$\eta_{\text{add}} = \frac{P_o - P_i}{V_{\text{DS}} \cdot I_D} \times 100 \quad (8)$$

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

4.9.4 Description et exigences du circuit

Voir descriptions et exigences du circuit en 4.6.4.

4.9.5 Précautions à prendre

Voir précautions en 4.6.5.

4.9.6 Exécution

Régler la fréquence du générateur r.f. 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 en mesure 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.

4.9.7 Conditions spécifiées

Température ambiante ou température du boîtier, T_{amb} ou T_{case}

Tension drain-source V_{DS}

Courant de drain I_D

Fréquence

Puissance d'entrée P_i

4.10 Facteur de bruit (F)

4.10.1 But

Mesurer le facteur de bruit d'un transistor à effet de champ dans les conditions spécifiées.

4.9.4 *Circuit description and requirements*

See the circuit description and requirements of 4.6.4.

4.9.5 *Precautions to be observed*

See the precautions of 4.6.5.

4.9.6 *Measurement procedure*

The frequency of the r.f. 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_{GS} .

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.

4.9.7 *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

4.10 *Noise figure (F)*

4.10.1 *Purpose*

To measure the noise figure of a field-effect transistor under specified conditions.