

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

(affiliée à l'Organisation Internationale de Normalisation — ISO)

RECOMMANDATION DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

(affiliated to the International Organization for Standardization — ISO)

IEC RECOMMENDATION

Publication 147-2C

Première édition — First edition

1970

Troisième complément à la Publication 147-2 (1963)

**Valeurs limites et caractéristiques essentielles des dispositifs à semiconducteurs
et principes généraux des méthodes de mesure**

Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure

Third supplement to Publication 147-2 (1963)

**Essential ratings and characteristics of semiconductor devices
and general principles of measuring methods**

Part 2: General principles of measuring methods



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe

Genève, Suisse

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60147-2C:1970

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

(affiliée à l'Organisation Internationale de Normalisation — ISO)

RECOMMANDATION DE LA CEI

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

(affiliated to the International Organization for Standardization — ISO)

IEC RECOMMENDATION

Publication 147-2C

Première édition — First edition

1970

Troisième complément à la Publication 147-2 (1963)

Valeurs limites et caractéristiques essentielles des dispositifs à semiconducteurs
et principes généraux des méthodes de mesure

Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure

Third supplement to Publication 147-2 (1963)

Essential ratings and characteristics of semiconductor devices
and general principles of measuring methods

Part 2: General principles of measuring methods



Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

Bureau Central de la Commission Electrotechnique Internationale

1, rue de Varembe

Genève, Suisse

SOMMAIRE

	Pages
PRÉAMBULE	4
PRÉFACE	4

CHAPITRE II: TRANSISTORS

Articles

8.1	Capacité de sortie collecteur-base d'un transistor à quatre sorties dans lequel les électrodes d'émetteur, de base et de collecteur sont isolées électriquement du boîtier	6
8.2	Capacité collecteur-base des transistors présentant des sorties isolées du boîtier et ayant un conducteur de blindage séparé ($C_c + C_{cb}$)	6
11.	Valeurs limites des tensions et caractéristiques mesurables limitant les tensions d'utilisation	8
12.	Résistance thermique	10
13.	Paramètres de commutation	18
14.	Paramètres haute fréquence	34
15.	Bruit	58

CONTENTS

	Page
FOREWORD	5
PREFACE	5

CHAPTER II: TRANSISTORS

Clause

8.1	Collector-base output capacitance of a four-terminal transistor in which the emitter, base and collector electrodes are electrically isolated from the case	7
8.2	Collector-base capacitance of transistors with terminals isolated from the case and having a separate screen lead ($C_c + C_{cb}$)	7
11.	Voltage ratings and measurable characteristics limiting the working voltages	9
12.	Thermal resistance	11
13.	Switching parameters	19
14.	High-frequency parameters	35
15.	Noise	59

Withdawn
IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60417-2C:1970

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

TROISIÈME COMPLÈMENT A LA PUBLICATION 147-2 (1963)

**VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES DISPOSITIFS
A SEMICONDUCTEURS ET PRINCIPES GÉNÉRAUX DES MÉTHODES DE MESURE**

Deuxième partie : Principes généraux des méthodes de mesure

PRÉAMBULE

- 1) Les décisions ou accords officiels de la C E I en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des recommandations internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager cette unification internationale, la C E I exprime le vœu que tous les Comités nationaux ne possédant pas encore de règles nationales, lorsqu'ils préparent ces règles, prennent comme base fondamentale de ces règles les recommandations de la C E I dans la mesure où les conditions nationales le permettent.
- 4) On reconnaît qu'il est désirable que l'accord international sur ces questions soit suivi d'un effort pour harmoniser les règles nationales de normalisation avec ces recommandations dans la mesure où les conditions nationales le permettent. Les Comités nationaux s'engagent à user de leur influence dans ce but.

PRÉFACE

La présente publication a été préparée par le Comité d'Etudes N° 47 de la C E I: Dispositifs à semiconducteurs et Circuits intégrés.

Elle constitue le troisième complément à la Deuxième partie: Principes généraux des méthodes de mesure, de la Publication 147 de la C E I. La Première partie, traitant des valeurs limites et des caractéristiques essentielles, est éditée comme Publication 147-1 de la C E I.

Ce complément traite des transistors.

Huit projets différents ont servi pour ce complément. Le paragraphe 8.1 résulte d'observations qui ont été présentées lors d'une réunion tenue à Bad Kreuznach en 1963; un projet a été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en juillet 1965. Le paragraphe 8.2 résulte de travaux qui ont débuté à une réunion qui s'est tenue à Bad Kreuznach en 1963; un projet a été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en septembre 1967. Les travaux sur l'article 11 ont débuté à une réunion qui s'est tenue à Interlaken en 1961; un projet a été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en août 1963. L'article 12 résulte de travaux qui ont débuté à une réunion tenue à Interlaken en 1961; un projet a été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en août 1964. L'article 13 résulte de travaux qui ont débuté aux réunions d'Interlaken en 1961 et de Bad Kreuznach en 1963; deux projets ont été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois, l'un en août 1963, l'autre en juillet 1965, respectivement. Les travaux relatifs à l'article 14 ont débuté lors d'une réunion qui s'est tenue à Copenhague en 1962; un projet a été soumis aux Comités nationaux pour approbation selon la Procédure des Deux Mois en septembre 1967. L'article 15 résulte de travaux débutés à une réunion qui s'est tenue à Londres en 1960; le projet final a été soumis aux Comités nationaux pour approbation suivant la Règle des Six Mois en septembre 1967.

Les pays suivants ont voté explicitement en faveur de la publication de tout ou partie de ce complément:

Afrique du Sud	Japon
Allemagne	Pays-Bas
Australie	Pologne
Autriche	Roumanie
Belgique	Royaume-Uni
Canada	Suède
Danemark	Suisse
Etats-Unis d'Amérique	Tchécoslovaquie
Finlande	Turquie
France	Union des Républiques Socialistes Soviétiques
Israël	Yougoslavie
Italie	

Le Comité national français a voté contre la publication de la note additionnelle à l'article 8. Le Comité national de l'U.R.S.S. a voté contre la publication de l'article 11. Le Comité national du Royaume-Uni a voté contre la publication de l'article 12.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

THIRD SUPPLEMENT TO PUBLICATION 147-2 (1963)

**ESSENTIAL RATINGS AND CHARACTERISTICS OF SEMICONDUCTOR DEVICES
AND GENERAL PRINCIPLES OF MEASURING METHODS**

Part 2: General principles of measuring methods

FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the I E C on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of recommendations for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote this international unification, the I E C expresses the wish that all National Committees having as yet no national rules, when preparing such rules, should use the I E C recommendations as the fundamental basis for these rules in so far as national conditions will permit.
- 4) The desirability is recognized of extending international agreement on these matters through an endeavour to harmonize national standardization rules with these recommendations in so far as national conditions will permit. The National Committees pledge their influence towards that end.

PREFACE

This Publication has been prepared by I E C Technical Committee No. 47: Semiconductor Devices and Integrated Circuits.

It constitutes the third supplement to Part 2, General Principles of Measuring Methods, I E C Publication 147. Part 1, dealing with Essential Ratings and Characteristics, is issued as I E C Publication 147-1.

This supplement deals with transistors.

Eight different drafts were used for this Supplement. Sub-clause 8.1 results from comments offered at a meeting held in Bad Kreuznach in 1963; a draft was submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule in July 1965. Sub-clause 8.2 results from work started at a meeting held in Bad Kreuznach in 1963; a draft was submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1967. Work on Clause 11 started at a meeting held in Interlaken in 1961; a draft was submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule in August 1963. Clause 12 results from work started at a meeting held in Interlaken in 1961; a draft was submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule in August 1964. Clause 13 results from work started at meetings held in Interlaken in 1961 and in Bad Kreuznach in 1963; two drafts were submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule, one in August 1963, the other in July 1965, respectively. Work on Clause 14 started at a meeting held in Copenhagen in 1962; a draft was submitted to National Committees for approval under the Two Months' Procedure in September 1967. Clause 15 results from work started at a meeting held in London in 1960; the final draft was submitted to National Committees for approval under the Six Months' Rule in September 1967.

The following countries voted explicitly in favour of publication of all or part of this Supplement:

Australia	Netherlands
Austria	Poland
Belgium	Romania
Canada	South Africa
Czechoslovakia	Sweden
Denmark	Switzerland
Finland	Turkey
France	Union of Soviet Socialist Republics
Germany	United Kingdom
Israel	United States of America
Italy	Yugoslavia
Japan	

The French National Committee voted against the publication of the additional note to Clause 8. The U.S.S.R. National Committee voted against the publication of Clause 11. The British National Committee voted against the publication of Clause 12.

TROISIÈME COMPLÉMENT A LA PUBLICATION 147-2 (1963)

VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES DES DISPOSITIFS A SEMICONDUCTEURS ET PRINCIPES GÉNÉRAUX DES MÉTHODES DE MESURE

Deuxième partie : Principes généraux des méthodes de mesure

CHAPITRE II : TRANSISTORS

- 8.1 *Capacité de sortie collecteur-base d'un transistor à quatre sorties dans lequel les électrodes d'émetteur, de base et de collecteur sont isolées électriquement du boîtier*

La méthode de pont à laquelle se rapporte la figure 5c de la Publication 147-2 de la C E I peut être adaptée pour inclure ce cas, pourvu que, pendant la mesure, la sortie du boîtier soit connectée électriquement à l'une des trois autres sorties.

- 8.2 *Capacité collecteur-base des transistors présentant des sorties isolées du boîtier et ayant un conducteur de blindage séparé ($C_e + C_{cb}$)*

Mesure au pont de $C_e + C_{cb}$ avec un courant émetteur nul et à une valeur spécifiée de V_{CB} .

La figure 1 montre un exemple de circuit fondamental.

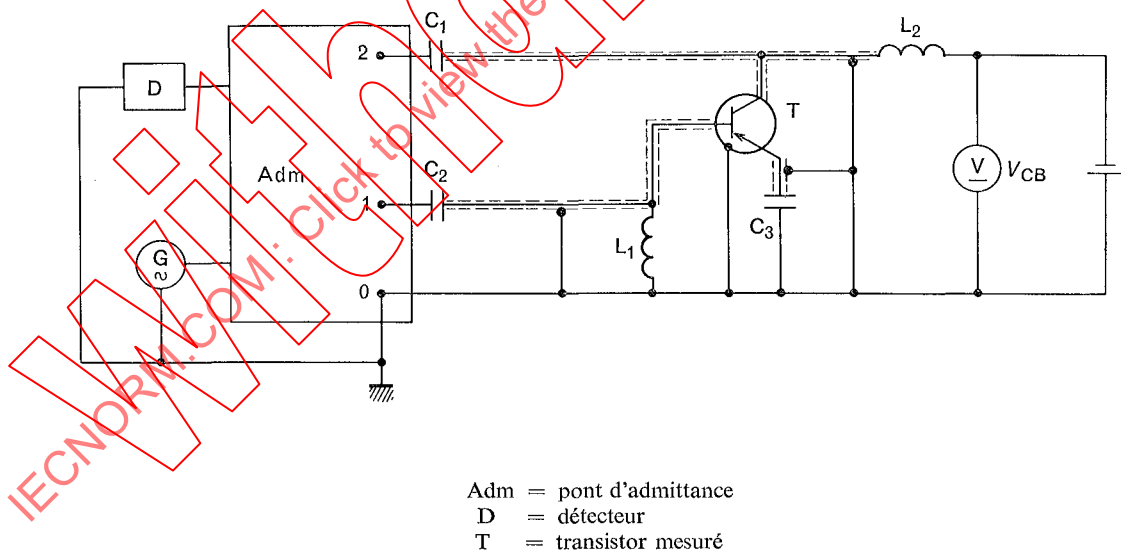


FIG. 1. — Circuit fondamental pour la mesure de $C_e + C_{cb}$.

Les condensateurs C_1 , C_2 , C_3 doivent présenter une faible impédance à la fréquence de mesure, et les inductances L_1 et L_2 doivent présenter une haute impédance à la fréquence de mesure.

On suppose qu'il est impossible ou indésirable de faire passer du courant continu dans le pont, sinon L_1 et C_2 peuvent être supprimés.

THIRD SUPPLEMENT TO PUBLICATION 147-2 (1963)

ESSENTIAL RATINGS AND CHARACTERISTICS OF SEMICONDUCTOR DEVICES AND GENERAL PRINCIPLES OF MEASURING METHODS

Part 2 : General principles of measuring methods

CHAPTER II : TRANSISTORS

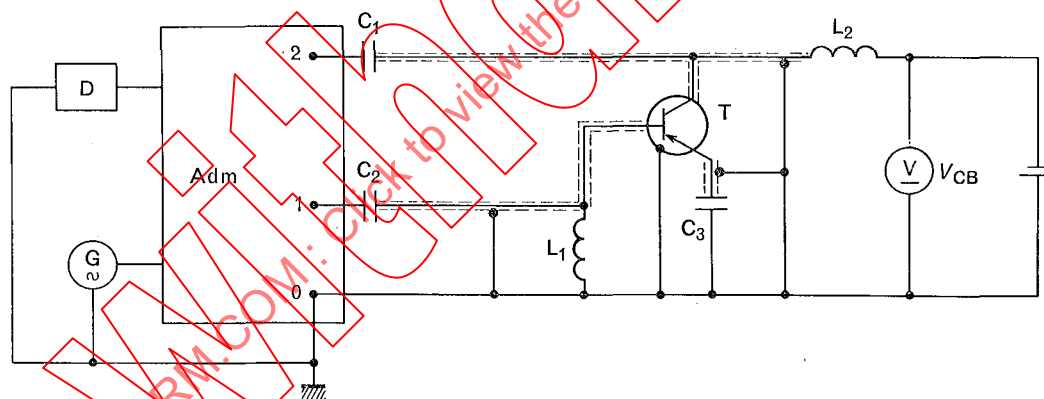
- 8.1 *Collector-base output capacitance of a four-terminal transistor in which the emitter, base and collector electrodes are electrically isolated from the case*

The bridge method in Figure 5c of IEC Publication 147-2 can be adapted to cover this situation, provided that during the measurement the case terminal is electrically connected to one of the other three terminals.

- 8.2 *Collector-base capacitance of transistors with terminals isolated from the case and having a separate screen lead ($C_c + C_{cb}$)*

Bridge measurement of $C_c + C_{cb}$ with zero emitter current and at a specified value of V_{CB} .

Figure 1 shows an example of the basic circuit.



Adm = admittance bridge
D = detector
T = transistor being measured

FIG. 1. — Basic circuit for the measurement of $C_c + C_{cb}$.

Capacitors C_1 , C_2 , C_3 should have a low impedance at the frequency of measurement, and inductors L_1 and L_2 should have a high impedance at the frequency of measurement.

It is assumed that it is impossible or undesirable to pass d.c. through the bridge. Otherwise, the components L_1 and C_2 may be omitted.

Les capacités parasites doivent être réduites au minimum. Pour la mesure, le plan de référence sur le dispositif doit être défini, et le blindage des sorties du dispositif doit être prolongé jusqu'à ce plan.

La méthode de montage du transistor devra être spécifiée avec beaucoup de détails si l'on veut obtenir des résultats précis et reproductibles.

Par exemple, on devra spécifier un support d'essai tel que la mesure de capacité soit indépendante de la longueur des conducteurs du transistor, et de manière à ce que la capacité résultante soit rapportée au plan de référence de mesure.

Note. — Des informations supplémentaires relatives au support d'essai peuvent être trouvées, par exemple, dans la Publication 100 de la C E I: Méthodes de mesure des capacités entre électrodes des tubes électroniques.

La mesure doit être effectuée en petits signaux.

La fréquence de mesure doit être suffisamment basse pour que la composante imaginaire du rapport de transfert du courant, sortie en court-circuit et en base commune, soit négligeable, et pour que les capacités de jonction présentent à cette fréquence une impédance élevée par rapport à la partie réelle de h_{ie} à haute fréquence.

Procédé de mesure

Le transistor étant ôté du support d'essai, on effectue les réglages de zéro du pont, le générateur de signal et le détecteur étant réglés à la fréquence de mesure.

Le transistor est alors inséré dans le support d'essai, et la tension collecteur-base est réglée à la valeur spécifiée.

On équilibre à nouveau le pont, et la lecture correspondant au changement de capacité donne ($C_c + C_{cb}$) avec un courant émetteur nul.

11. Valeurs limites des tensions et caractéristiques mesurables limitant les tensions d'utilisation

11.1 Introduction

Les informations sur les tensions maximales qui peuvent être appliquées aux transistors peuvent avoir la forme de valeurs limites déterminées par le fabricant, par exemple:

- Tension collecteur-base maximale V_{CBmax}
- Tension collecteur-émetteur maximale V_{CEmax}
- Tension inverse émetteur-base maximale V_{EBmax}

ou de données sur les caractéristiques qui limiteront la tension de fonctionnement dans un circuit, par exemple:

- Tension de claquage collecteur-base avec un courant émetteur nul $V_{(BR)CBO}$
- Tension de claquage émetteur-base avec un courant collecteur nul $V_{(BR)EBO}$
- Tension de claquage collecteur-émetteur $V_{(BR)CE-}$

Les valeurs limites sont basées sur un nombre considérable de résultats d'expériences et tiennent compte à la fois des paramètres limitatifs de la tension et des mécanismes de défaillance en durée. Il n'est pas possible de mesurer de telles valeurs limites. Lorsque l'information a la forme de données sur les caractéristiques, qui ont pour effet de limiter les tensions applicables à un transistor dans un circuit, ceci implique que les mesures puissent être faites dans des conditions maintenues sous contrôle.

Stray capacitances should be reduced to a minimum. For the measurement, a plane of reference on the device must be defined, and the screening of the device leads extended to this plane.

The method of mounting the transistor should be specified in considerable detail if accurate and reproducible results are to be obtained.

For example, a test socket should be specified such that the capacitance measurement is independent of the lead length of the transistor, and so that the resulting capacitance is referred to the reference plane of measurement.

Note. — Additional information concerning test socket design may be found, for example, in I E C Publication 100, Methods for the Measurement of Direct Interelectrode Capacitances of Electronic Tubes and Valves.

The measurement should be made under small-signal conditions.

The frequency of measurement should be sufficiently low so that the imaginary component of the common-base short-circuit current transfer ratio is negligible, and so that the impedances of the junction capacitances at this frequency are high compared with the real part of h_{ie} at high frequency.

Measurement procedure

With no transistor in the test socket, the zero adjustments of the bridge are made with the a.c. generator and detector set to the frequency of measurement.

The transistor is then inserted into the test socket, and the collector-base voltage is adjusted to the specified value.

The bridge is rebalanced, and the change in the capacitance reading equals $(C_c + C_{cb})$ with zero emitter current.

11. Voltage ratings and measurable characteristics limiting the working voltages

11.1 Introduction

Information on the maximum voltages which may be applied to transistors may take the form of ratings determined by the manufacturer, e.g.:

- Maximum collector-base voltage V_{CBmax}
- Maximum collector-emitter voltage V_{CEmax}
- Maximum emitter-base reverse voltage V_{EBmax}

or of data on characteristics which will limit the operating voltage in a circuit, e.g.:

- Collector-base breakdown voltage with zero emitter current $V_{(BR)CBO}$
- Emitter-base breakdown voltage with zero collector current $V_{(BR)EBO}$
- Collector-emitter breakdown voltage $V_{(BR)CE-}$

Ratings are based on a considerable amount of experience and take into account both voltage limiting parameters and life failure mechanisms. It is not possible to measure such ratings. When the information given is in the form of data on characteristics, which would have the effect of limiting the voltages which may be applied across the transistor in a circuit, this implies that measurements may be made under controlled conditions.

11.2 Méthodes de mesure des caractéristiques limitant les tensions d'utilisation

Ces mesures peuvent être effectuées seulement à la condition qu'aucune valeur limite ne soit dépassée.

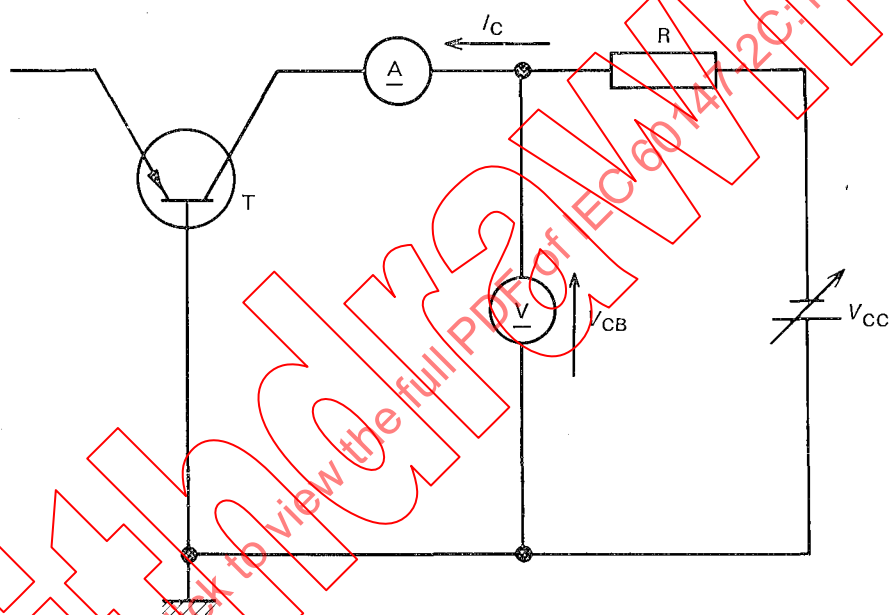
11.2.1 Tension de claquage collecteur-base avec un courant émetteur nul $V_{(BR)CBO}$

Cette mesure est faite avec le circuit correspondant à la figure 2.

La résistance R est une résistance pour limiter le courant et doit être suffisamment élevée pour empêcher qu'un courant excessif ne traverse le transistor et l'appareil de mesure du courant.

On augmente la tension V_{CC} jusqu'à ce que la valeur limite de la tension du transistor soit atteinte, ou jusqu'à ce que le courant collecteur atteigne la valeur spécifiée. La valeur de la tension collecteur-base pour laquelle le courant collecteur atteint la valeur spécifiée est la tension de claquage collecteur-base $V_{(BR)CBO}$.

Cependant, si la valeur limite de la tension est atteinte avant que le courant collecteur atteigne la valeur spécifiée, on ne peut pas déterminer la tension de claquage collecteur-base.



T = transistor mesuré

FIG. 2. — Circuit pour la mesure de $V_{(BR)CBO}$.

11.2.2 Tension de claquage émetteur-base avec un courant collecteur nul $V_{(BR)EBO}$

Cette mesure est effectuée comme il est décrit au paragraphe 11.2.1 ci-dessus, sauf que la tension de polarisation inverse est appliquée entre l'émetteur et la base avec le collecteur en circuit ouvert.

11.2.3 Tension de claquage émetteur-collecteur $V_{(BR)CE}$

A l'étude.

12. Résistance thermique

12.1 Introduction

La mesure de la résistance thermique R_{th} implique celle de t_j et de t_{amb} (ou t_{case}) tandis qu'une puissance donnée est dissipée dans le transistor.

Pour mesurer la température de la jonction, il faut utiliser un paramètre du dispositif sensible à la température.

11.2 Methods of measurement of characteristics limiting the working voltages

These measurements may only be performed provided that no ratings are exceeded.

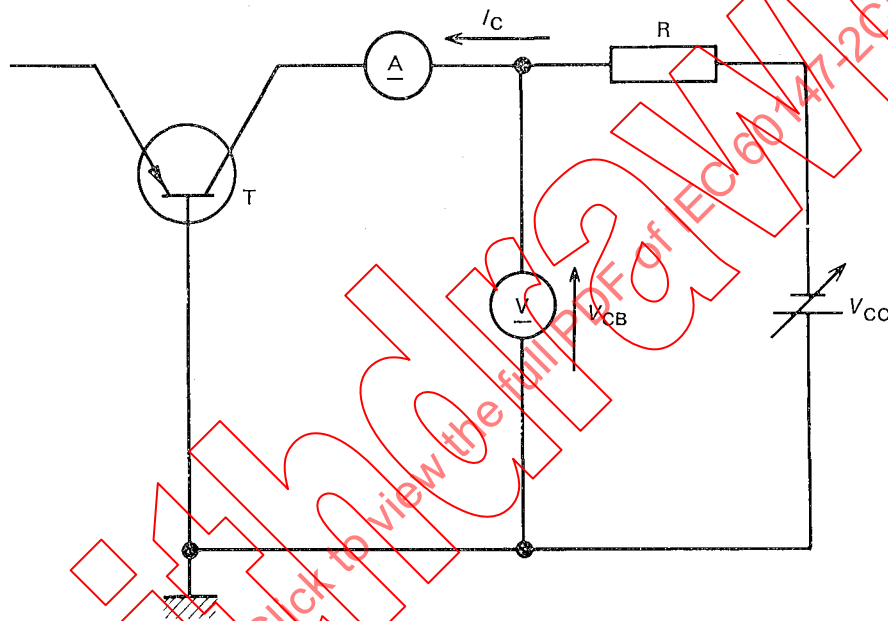
11.2.1 Collector-base breakdown voltage with zero emitter current $V_{(BR)CBO}$

This measurement is made in the circuit given in Figure 2.

The resistor R is a current limiting resistor and should be of sufficiently high value to prevent excessive current flowing through the transistor and current meter.

The voltage V_{CC} is increased until either the maximum rated voltage of the transistor is reached, or until the collector current reaches the specified value. The value of collector-base voltage at which the collector current reaches the specified value is then the collector-base breakdown voltage $V_{(BR)CBO}$.

However, if the maximum voltage rating is reached before the specified value of the collector current is obtained, then the collector-base breakdown voltage cannot be determined.



T = transistor being measured

FIG. 2. — Circuit for the measurement of $V_{(BR)CBO}$.

11.2.2 Emitter-base breakdown voltage with zero collector current $V_{(BR)EBO}$

This measurement is made in the same manner as described in Sub-clause 11.2.1 above, except that the reverse bias voltage is applied between the emitter and the base with the collector open-circuited.

11.2.3 Collector-emitter breakdown voltage $V_{(BR)CE}$

Under consideration.

12. Thermal resistance

12.1 Introduction

The measurement of thermal resistance R_{th} involves the measurement of t_j and t_{amb} (or t_{case}) while a known power is being dissipated in the transistor.

To measure the junction temperature, a temperature-sensitive device parameter must be used.

Les deux paramètres les plus utilisés sont :

- 1) La caractéristique continue directe de la jonction collecteur.
- 2) La caractéristique continue directe de la jonction émetteur.

La chute de la tension directe diminue avec l'accroissement de la température. De ce fait, le courant direct pour une tension fixée, ou la tension directe pour un courant fixé (ou une condition intermédiaire) peuvent avoir des valeurs étalonnées en fonction de la température de la jonction.

Les méthodes de mesure de la température de la jonction impliquent la dissipation d'une très faible puissance dans le transistor pendant leur exécution, afin que le paramètre sensible à la température de la jonction puisse avoir des valeurs étalonnées en fonction de la température ambiante. De ce fait, puisque de la puissance doit être dissipée dans le transistor, la mesure de la résistance thermique nécessite l'utilisation d'un système permettant d'appliquer la puissance au transistor en régime périodique et de mesurer la température de la jonction.

Il faut noter que cette méthode de mesure suppose que la distribution de température sur la jonction est uniforme pendant l'intervalle de temps où la puissance est dissipée dans le transistor ou celui de la mesure du paramètre. Cette condition peut ne pas être réalisée.

12.2 *Procédure générale pour les mesures de la résistance thermique*

12.2.1 *Temps de commutation*

La puissance est dissipée dans le transistor pendant la majeure partie du temps, puis on arrête la dissipation pendant un court intervalle de temps pour permettre la mesure de la température de la jonction.

La durée de la mesure doit être très brève comparativement au temps de réponse thermique du dispositif mesuré, de telle sorte que celui-ci ne se refroidisse pas de façon appréciable pendant la mesure.

Le rapport entre la durée de la dissipation de puissance et la durée de la mesure devra être suffisamment grand de façon à ce que la puissance moyenne dissipée soit approximativement égale à la puissance dissipée dans l'intervalle de « service » (intervalle où la puissance est appliquée).

Des temps de 1 ms pour la mesure et de 20 ms à 40 ms pour le service ont donné satisfaction pour la majorité des transistors de faible puissance et de puissance. Dans le cas de l'adoption de cycles rapides de commutation et de courtes périodes d'arrêt, il faut prendre soin d'éviter les effets capacitifs et d'accumulation des porteurs de charge.

12.2.2 *Méthodes de commutation*

On peut utiliser suivant le cas :

- soit des procédés de commutation mécaniques (relais, commutateurs à moteur);
- soit des procédés électroniques.

Note. — Lorsque ces mesures sont effectuées sur des transistors de puissance, les courants élevés circulant dans les circuits émetteur et collecteur peuvent être gênants et il est alors préférable de faire la commutation dans le circuit de base.

12.2.3 *Procédés de mesure*

Deux procédés fondamentaux de mesure peuvent être utilisés :

Procédé 1 :

Le dispositif est placé dans une enceinte à température variable et on mesure la valeur du paramètre sensible à la température en fonction de la température pour une dissipation de puissance négligeable à l'intérieur du dispositif. Le dispositif est alors placé dans une enceinte à température fixe et de la puissance lui est fournie. La température de jonction qui en résulte est obtenue en mesurant la valeur du paramètre sensible à la température.

The two parameters that are commonly used are:

- 1) The d.c. forward characteristic of the collector junction.
- 2) The d.c. forward characteristic of the emitter junction.

The forward voltage drop decreases with increase of temperature. Hence, the forward current at a fixed voltage or the forward voltage at a fixed current (or an intermediate condition) can be calibrated as a function of junction temperature.

The methods of measuring junction temperature require that very little power is dissipated in the transistor while the calibration is being carried out, in order that the junction temperature-sensitive parameter may be calibrated as a function of ambient temperature. Therefore, since power must be dissipated in the transistor, the measurement of thermal resistance requires a system of alternately applying power to the transistor and measuring the junction temperature.

It should be noted that this method of measurement assumes that there is the same uniform distribution of temperature over the junction when power is dissipated in the transistor as there is when the transistor is being calibrated. This assumption may not be valid.

12.2 General procedure for thermal resistance measurements

12.2.1 Switching times

Power is dissipated in the transistor for the majority of the time and is switched off for short periods to enable the junction temperature to be measured.

The measuring time must be short, compared to the thermal response time of the device being measured, so that the device does not cool appreciably during the temperature measurement.

The ratio of power dissipating time to measuring time should be sufficiently high so that the mean power dissipation is approximately equal to that dissipated in the “on” condition.

Measuring times of about 1 ms and “on” times of about 20 ms to 40 ms have been found suitable for most low power and power transistors. With fast switch-over times and short measuring periods, care should be taken to avoid capacitive and carrier storage effects.

12.2.2 Switching methods

The following methods may be used:

- mechanical switching techniques (i.e. relays, motor driven commutators);
- electronic switching techniques.

Note. — When measuring power transistors, the high currents flowing in the emitter and collector circuits can be troublesome, and it is preferable to carry out switching in the base circuit.

12.2.3 Measurement procedure

Two basic measurement procedures may be used:

Procedure I:

The device is placed in a variable temperature enclosure and the value of the temperature-sensitive parameter is measured as a function of temperature with negligible power dissipated in the device. The device is then placed in a fixed temperature enclosure and power is supplied. The resultant junction temperature is obtained by measuring the value of the temperature-sensitive parameter.

La résistance thermique est donnée par:

$$R_{th} = \frac{t_j - t_{ref}}{P_1}$$

où:

t_{ref} est soit la température ambiante, soit la température de boîtier

P_1 est la puissance appliquée au dispositif, et est donnée par:

$$P_1 = I_C V_{CB} + I_E V_{EB}$$

Procédé II:

Le dispositif est placé dans une enceinte à température t_2 élevée et le paramètre sensible à la température est mesuré. Le dispositif est alors placé dans une enceinte à température t_1 moins élevée que la précédente, et on fournit de la puissance au dispositif jusqu'à ce que la température originale de la jonction (dans la première enceinte) soit atteinte; ainsi:

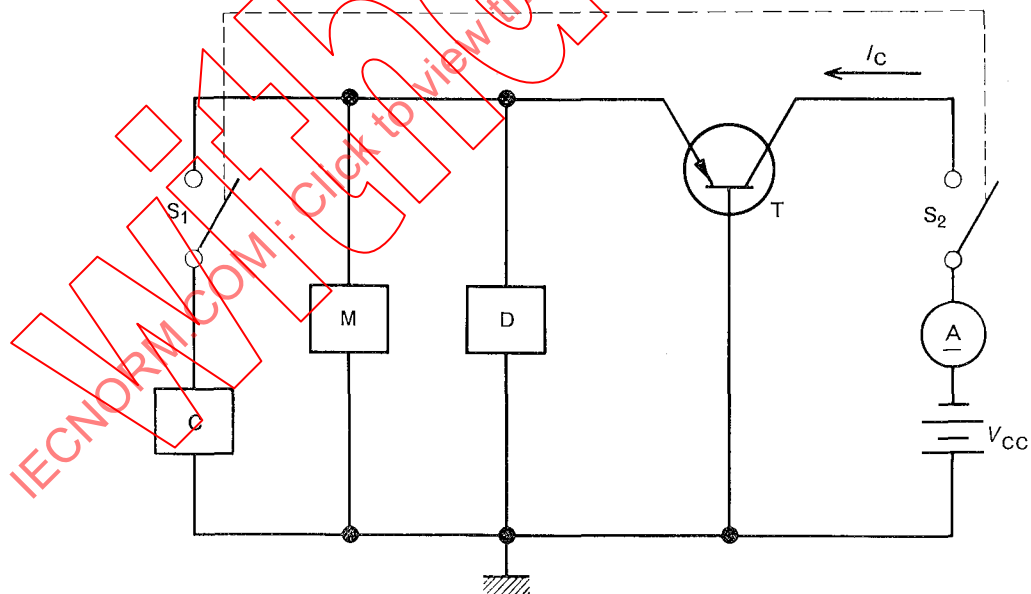
$$R_{th} = \frac{t_2 - t_1}{P_1}$$

12.3 Exemples de circuits pratiques

12.3.1 Méthode de la tension directe émetteur-base

Cette méthode convient particulièrement pour les transistors au germanium ou au silicium ayant un temps de réponse thermique relativement petit.

Les mesures de résistance thermique par cette méthode se font à l'aide du montage correspondant à la figure 3.



- C = source de courant constant (chauffage)
- D = détecteur
- M = source de courant constant (mesure)
- T = transistor mesuré

FIG. 3. — Circuit pour la mesure de la résistance thermique (méthode de V_{BE}).

The thermal resistance is given by:

$$R_{th} = \frac{t_j - t_{ref}}{P_1}$$

where:

t_{ref} is either the ambient temperature or the case temperature

P_1 is the power supplied to the device, and is given by:

$$P_1 = I_C V_{CB} + I_E V_{EB}$$

Procedure II:

The device is placed in an enclosure at an elevated temperature t_2 and the temperature-sensitive parameter is observed. The device is then transferred to an enclosure at a lower temperature t_1 and power is applied until the original value of the temperature-sensitive parameter is obtained; then:

$$R_{th} = \frac{t_2 - t_1}{P_1}$$

12.3 Examples of practical circuits

12.3.1 Emitter-base forward voltage method

This method is particularly applicable to germanium or silicon transistors having relatively short thermal response times.

Thermal resistance measurements by this method are made using the circuit given in Figure 3.

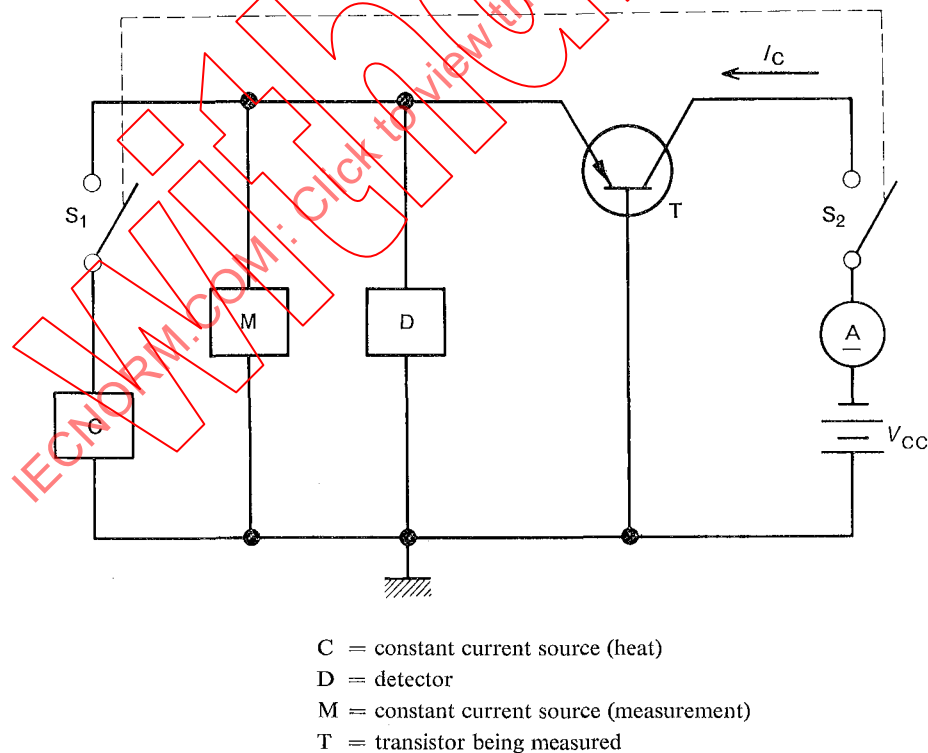


FIG. 3. — Circuit for the measurement of thermal resistance (V_{BE} method).

Le procédé de commutation est celui décrit au paragraphe 12.2.

L'interrupteur S_2 doit être synchronisé avec l'interrupteur S_1 .

Le courant constant utilisé pour la mesure sera faible (de l'ordre de quelques milliampères) et choisi de telle façon que l'amplitude de la tension V_{EB} varie approximativement de 2 mV/deg C de variation de la température de jonction.

La source de courant de chauffage est réglable.

Le procédé de mesure est soit du type I, soit du type II (voir paragraphe 12.2.3).

Un oscilloscope constitue un détecteur convenable.

V_{EB} doit être lue dès le début de l'intervalle de temps de mesure. Dans ce cas, une légère dissipation est provoquée dans le transistor par le courant constant utilisé pour la mesure.

Cependant, si P_1 est calculée comme la puissance de chauffage fournie par la source de courant de chauffage *seulement*, la résistance thermique R_{th} peut encore être déterminée par une des équations données au paragraphe 12.2.3.

12.3.2 Méthode de mesure de la tension directe collecteur-base

Cette méthode convient particulièrement pour les transistors au germanium ou au silicium ayant un temps de réponse thermique relativement long.

Les mesures de résistance thermique par cette méthode se font à l'aide du circuit indiqué par la figure 4.

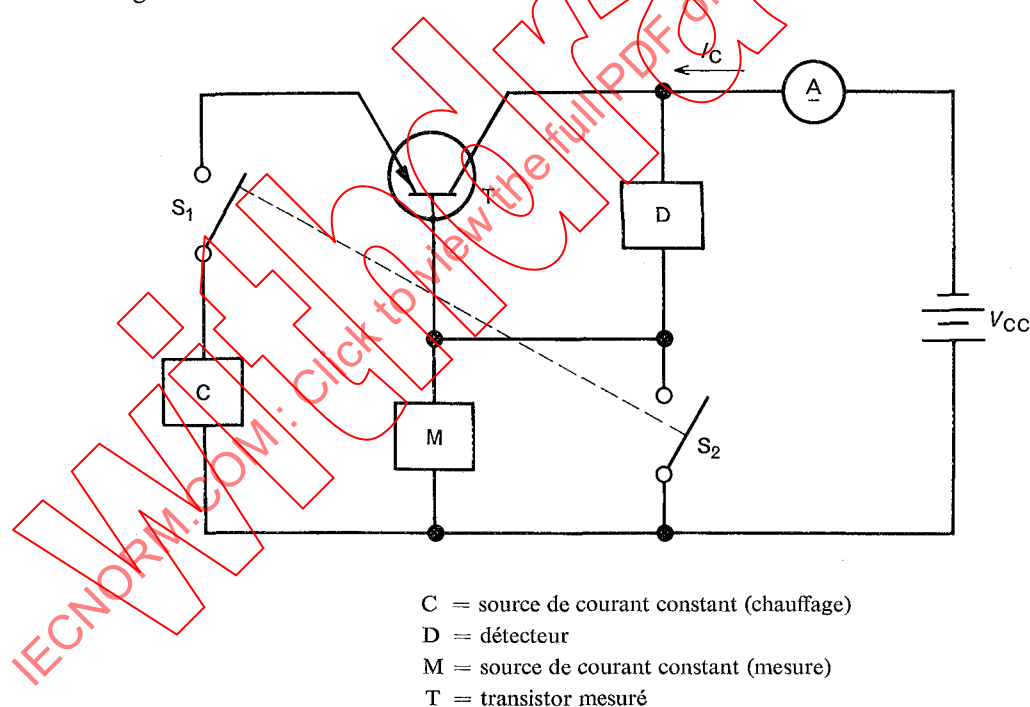


FIG. 4. — Circuit pour la mesure de la résistance thermique (méthode de V_{CB}).

Le procédé de commutation est celui décrit au paragraphe 12.2.

Le procédé de mesure est soit du type I, soit du type II (voir paragraphe 12.2.3).

La tension directe collecteur-base V_{CB} est déterminée au début de l'intervalle de temps de mesure.

The switching procedure is as described in Sub-clause 12.2.

Switch S_2 must be synchronous with switch S_1 .

The constant measurement current should be a small current (of the order of a few milliamperes), selected so that the magnitude of V_{EB} changes approximately 2 mV/deg C of junction temperature change.

The heating current source is adjustable.

The measurement procedure is either of Type I or Type II (see Sub-clause 12.2.3).

A convenient detector is an oscilloscope.

V_{EB} is to be read at the start of the measurement interval. In this case, a small power is dissipated in the transistor due to the constant measurement current.

However, if P_1 is calculated as the heating power contributed by the heating current source *only*, then the thermal resistance R_{th} can still be determined by one of the equations given in Sub-clause 12.2.3.

12.3.2 Collector-base forward voltage method

This method is particularly applicable to germanium or silicon transistors having relatively long thermal response times.

Thermal resistance measurements by this method are made using the circuit shown in Figure 4.

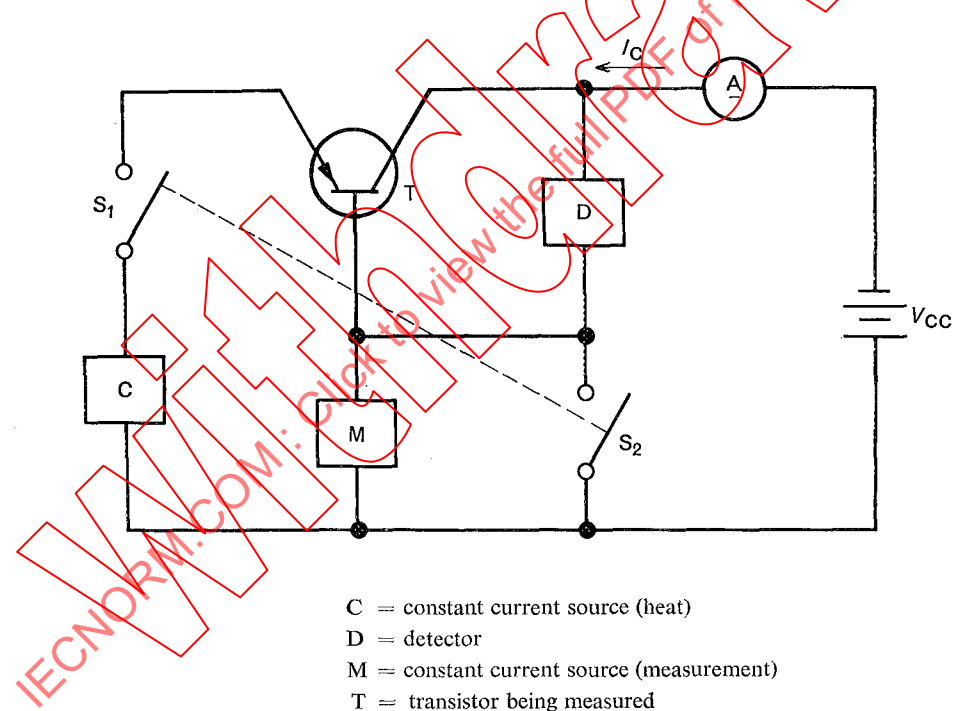


FIG. 4. — Circuit for the measurement of thermal resistance (V_{CB} method).

The switching procedure is as described in Sub-clause 12.2.

The measurement procedure is either of Type I or Type II (see Sub-clause 12.2.3).

The collector-base forward voltage V_{CB} is determined at the beginning of the measuring time interval.

Un oscilloscope constitue un détecteur convenable. On doit prendre soin de choisir le détecteur de telle manière qu'il soit suffisamment sensible pour permettre la détection des petites augmentations de tension directe, et qu'il puisse être à nouveau capable de détecter à l'issue d'un temps suffisamment court après la commutation de la tension collecteur inverse élevée.

La puissance de chauffage P_1 est ajustée par le réglage de la source de courant de chauffage dans le circuit émetteur.

13. Paramètres de commutation

Note d'introduction

Les méthodes décrites dans ce complément sont applicables aux transistors à jonctions alliées ayant une fréquence de transition s'élevant jusqu'à environ 30 MHz. Elles ne sont pas nécessairement applicables à toutes les classes de transistors et d'autres méthodes de mesure peuvent apparaître comme nécessaires.

13.1 Temps unité de croissance: τ_C

Le temps unité de croissance τ_C peut être obtenu par les mesures de la charge requise pour commuter le transistor de l'état bloqué à l'état passant (Q_{ON}), et de l'état passant à l'état bloqué (Q_{OFF}).

Ceci est basé sur le fait que:

$$Q_{ON} = |I_C| \tau_C + Q_V$$

où:

I_C est la valeur du courant collecteur à l'état passant

Q_V est la charge requise pour changer la tension de la capacité de transition du collecteur.

On suppose aussi que $Q_{OFF} \approx Q_{ON}$ quand le transistor n'est pas saturé.

τ_C peut être déterminé par la mesure de Q_{ON} au moyen de l'une des deux méthodes suivantes, mais:

- la méthode 1 convient pour une valeur spécifiée de V_{CE} ; et
- la méthode 2 convient pour la condition $V_{CB} = 0$.

Méthode 1

Le circuit fondamental pour la mesure de Q_{ON} et de Q_{OFF} est indiqué par la figure 5.

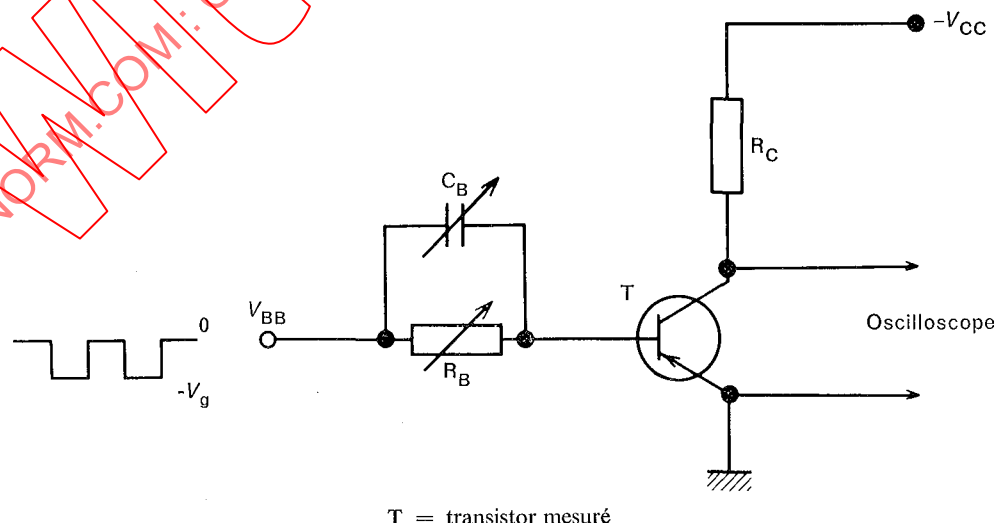


FIG. 5. — Circuit de mesure de Q_{ON} et de Q_{OFF} pour une valeur spécifiée de V_{CE} .

A convenient detector is an oscilloscope. Care must be taken in the choice of the detector as it should be sufficiently sensitive to permit detection of the small forward voltage increment and also recover in a sufficiently short time following switching of the large collector reverse voltage.

The heating power P_1 is adjusted by regulating the heating current source in the emitter circuit.

13. Switching parameters

Introductory note

The methods described in this supplement are applicable to alloy junction transistors having a transition frequency up to about 30 MHz. They are not necessarily applicable to all classes of transistors and other methods of measurement may also be necessary.

13.1 Collector time coefficient: τ_C

Collector time coefficient τ_C can be derived from measurements of the amount of charge required to switch the transistor from the off-state to the on-state (Q_{ON}), and from the on-state to the off-state (Q_{OFF}).

This is based on the fact that:

$$Q_{ON} = |I_C| \tau_C + Q_V$$

where:

I_C is the value of the collector current in the on-state

Q_V is the charge required to change the voltage of the collector depletion capacitance.

It is also assumed that $Q_{OFF} \approx Q_{ON}$ when the transistor is not taken into saturation.

τ_C can be determined from the measurement of Q_{ON} by either of the two following methods, but:

- Method 1 is suitable for a specified value V_{CE} ; and
- Method 2 is suitable for the condition $V_{CB} = 0$.

Method 1

The basic circuit for the measurement of Q_{ON} and Q_{OFF} is shown in Figure 5.

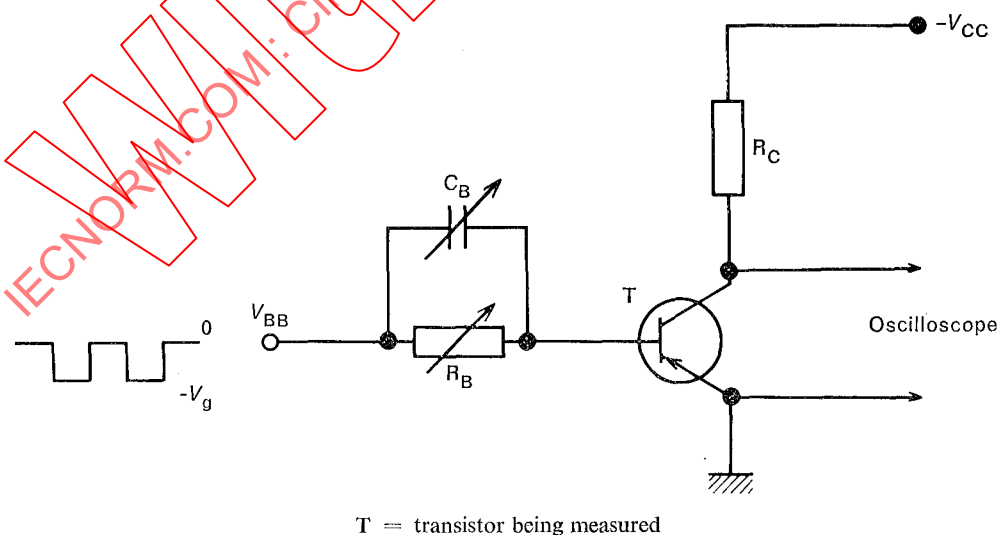


FIG. 5. — Circuit for the measurement of Q_{ON} and Q_{OFF} for a specified value of V_{CE} .

Pour faire la mesure, on règle R_B de façon à ce que V_{CE} soit égale à une valeur spécifiée pour l'état passant (ceci peut consister en un réglage statique avec une tension continue égale à $-V_g$ appliquée à R_B). C_B est alors réglé pour donner une onde de sortie carrée comme indiqué sur la figure 6 (courbe b).

Q_{OFF} est alors approximativement égal à Q_{ON} et:

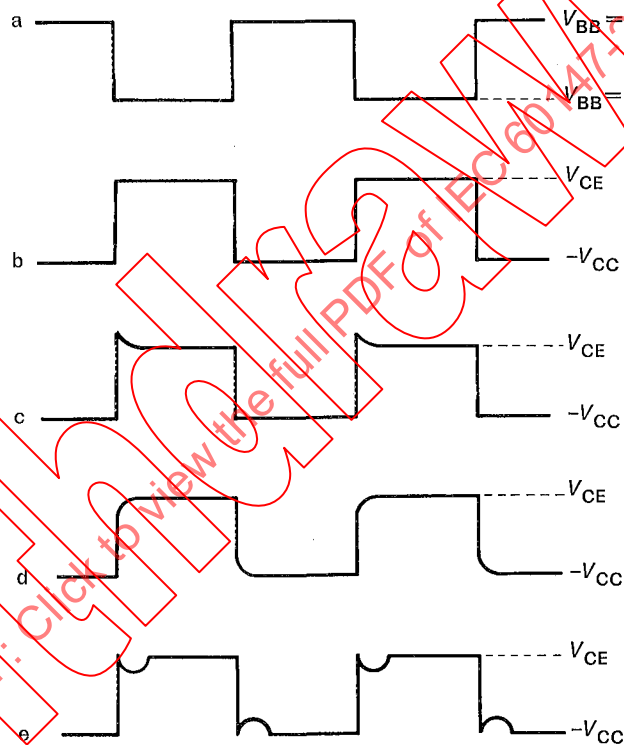
$$Q_{OFF} \approx Q_{ON} = (|V_g| - |V_{BE}|) C_B$$

où:

V_{BE} est la tension base-émetteur à l'état passant.

Si l'excursion de la tension collecteur est maintenue à une petite valeur, de façon à ce que Q_V soit négligeable par rapport à $I_C \tau_C$, on a:

$$\tau_C = \frac{Q_{ON}}{I_C}$$



- a: forme d'onde du signal d'entrée
- b: C_B est correcte
- c: C_B est trop grande
- d: C_B est trop petite
- e: C_B est trop petite

FIG. 6. — Formes d'onde pour la mesure de Q_{ON} et de Q_{OFF} avec une valeur spécifiée de V_{CE} .

Notes. — Les formes d'onde indiquées sur cette figure sont idéales, et en pratique le réglage du circuit peut impliquer un facteur subjectif.

Avec certains transistors, quand C_B est trop petite, on observe la forme d'onde de la figure 6 (courbe e) au lieu de celle de la figure 6 (courbe d). Dans ces cas, on doit augmenter C_B jusqu'à ce qu'on n'observe plus d'augmentation de V_{CE} après que V_{CE} a diminué jusqu'à $-V_{CC}$. Dans ces circonstances, la forme d'onde finale sera alors celle indiquée par la figure 6 (courbe b).

To make the measurement, R_B is adjusted so that V_{CE} equals a specified value in the on-state (this can be a static adjustment with a d.c. voltage equal to $-V_g$ applied to R_B). C_B is then adjusted to give a square wave output as shown in Figure 6 (curve b).

Then Q_{OFF} is approximately equal to Q_{ON} and:

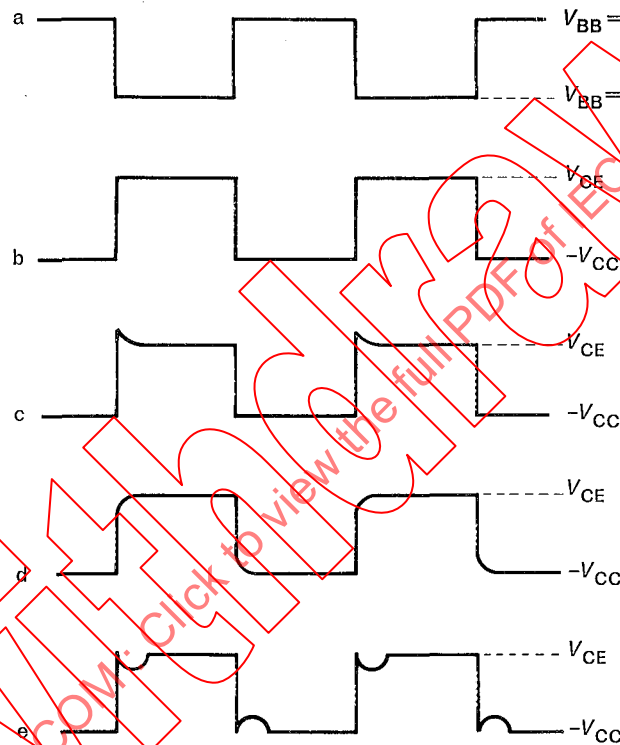
$$Q_{OFF} \approx Q_{ON} = (|V_g| - |V_{BE}|) C_B$$

where:

V_{BE} is the base-emitter voltage in the on-state.

If the collector voltage swing is kept small, so that Q_v is negligible compared with $I_C \tau_C$, then:

$$\tau_C = \frac{Q_{ON}}{I_C}$$



- a: input or driving waveform
- b: C_B is correct
- c: C_B is too large
- d: C_B is too small
- e: C_B is too small

FIG. 6. — Waveforms in the measurement of Q_{ON} and Q_{OFF} for a specified value of V_{CE} .

Notes. — The waveforms shown in this figure are idealized and in practice the adjustment of the circuit may involve a subjective factor.

With some transistors, when C_B is too small, the waveform of Figure 6 (curve e) is observed instead of Figure 6 (curve d). In these cases C_B must be increased until no rise of V_{CE} is observed after V_{CE} has fallen to $-V_{CC}$. The final waveform should be shown in Figure 6 (curve b).

Méthode 2

Le circuit fondamental est donné par la figure 7. Une tension continue égale à $-V_g$ étant appliquée entre les points A et B, R_B est ajustée pour que la valeur de V_{CB} soit égale à zéro, mesurée avec un voltmètre à grande résistance V .

Des impulsions de tension rectangulaires sont alors appliquées entre A et B et l'on ajuste C_B pour qu'une impulsion rectangulaire soit observée sur l'oscilloscope. Pour ce réglage, $\tau_{CO} = C_B R_C$.

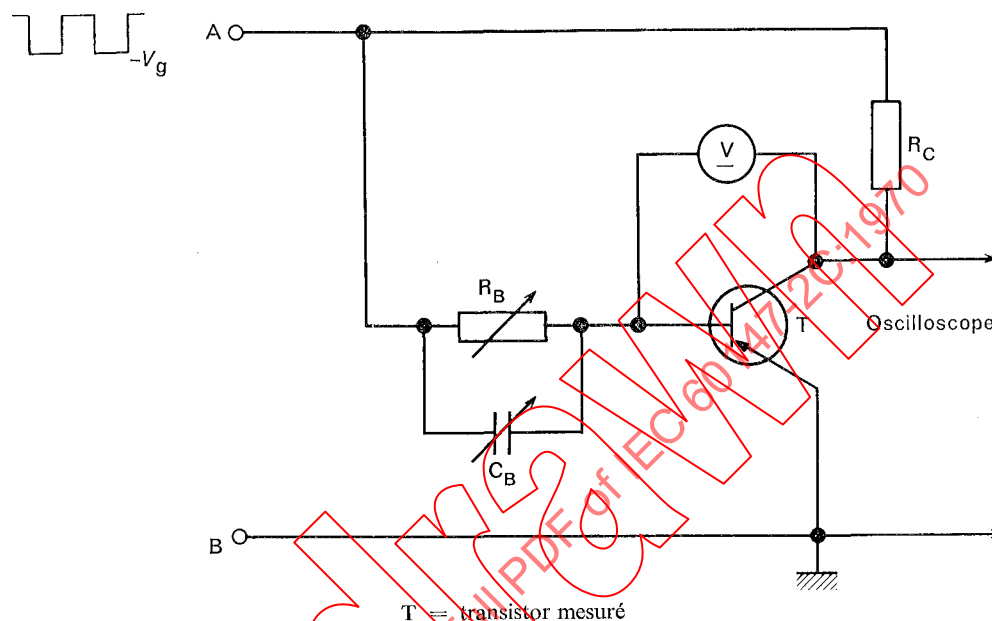


FIG. 7. — Circuit pour la mesure de Q_{ON} et de Q_{OFF} pour la condition $V_{CB} = 0$.

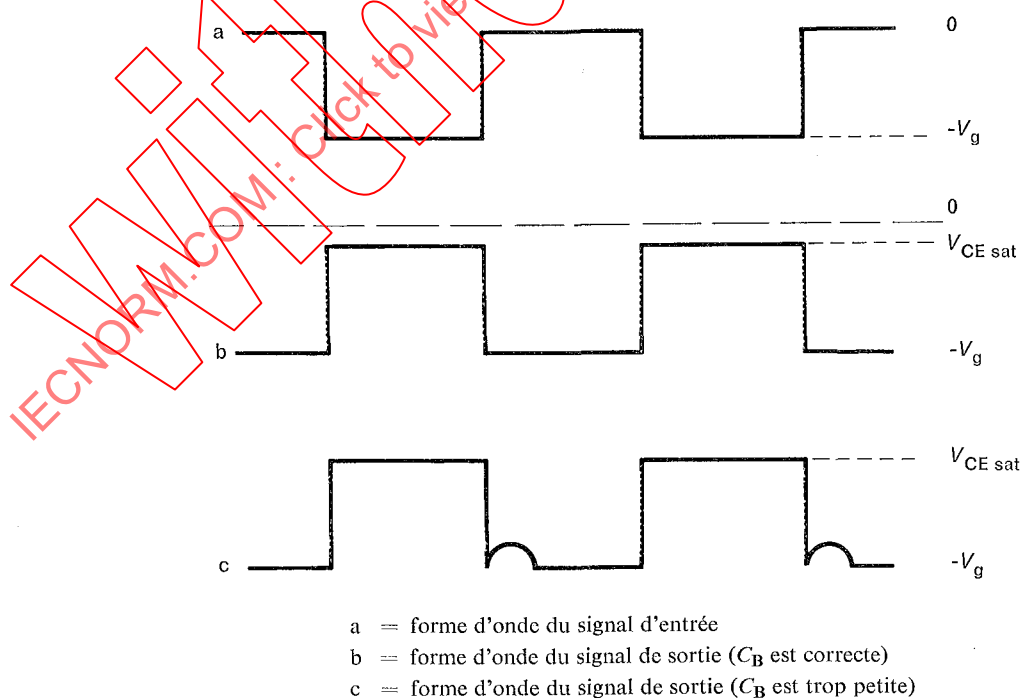


FIG. 8. — Formes d'onde pour la mesure de Q_{ON} et de Q_{OFF} avec la condition $V_{CB} = 0$.

Method 2

The basic circuit is shown in Figure 7. With a d.c. voltage equal to $-V_g$ applied between A and B, R_B is adjusted so that the value of V_{CB} is zero, measured with a high-resistance voltmeter V.

A square wave voltage is then applied between A and B, and C_B is adjusted until a square wave is observed on the oscilloscope. At this setting, $\tau_{CO} = C_B R_C$.

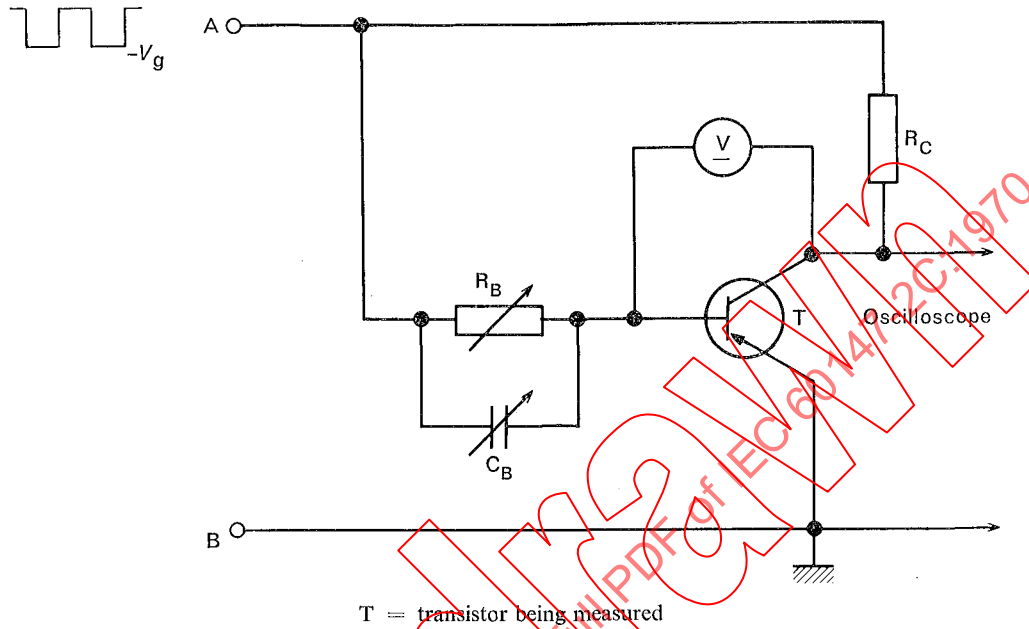


FIG. 7. — Circuit for the measurement of Q_{ON} and Q_{OFF} for the condition $V_{CB} = 0$.

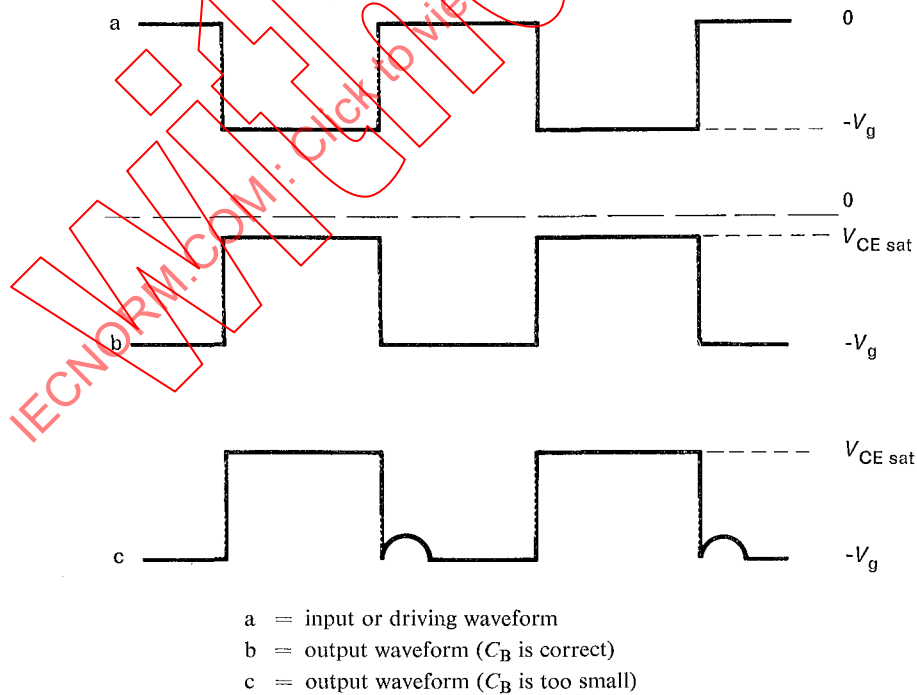


FIG. 8. — Waveforms in the measurement of Q_{ON} and Q_{OFF} for the condition $V_{CB} = 0$.

Note. — Les formes d'onde indiquées dans cette figure sont idéales et, en pratique, le réglage du circuit peut impliquer un facteur subjectif.

Avec certains transistors, quand C_B est trop petite, on observe la forme d'onde de la figure 8 (courbe c) au lieu de celle de la figure 8 (courbe b). Dans ces cas, on doit augmenter C_B jusqu'à ce qu'on n'observe plus d'augmentation de V_{CE} après que V_{CE} a diminué jusqu'à $-V_g$. Dans ces circonstances, la forme d'onde finale sera alors celle indiquée par la figure 8 (courbe b).

13.2 Coefficient du temps de croissance: τ_R

Le coefficient du temps de croissance est obtenu par le calcul à partir de la valeur mesurée du temps de croissance du transistor.

Le circuit fondamental pour la mesure du temps de croissance est donné par la Figure 9.

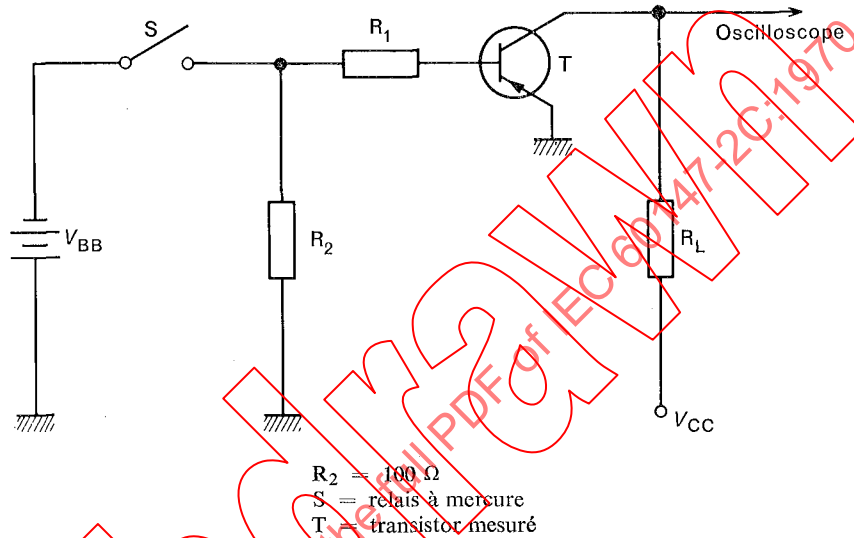


FIG. 9. — Circuit pour la mesure du temps de croissance d'un transistor.

V_{BB} est une tension suffisamment élevée, pour qu'utilisée en combinaison avec la résistance R_1 , elle constitue une source d'alimentation à courant constant pour la base du transistor. R_1 est réglée afin que le courant de base, lorsque le relais à mercure est fermé, soit égal à:

$$I_{B(\text{on})} = 5 \frac{I_{C\text{sat}}}{h_{21E\text{min}}} \quad (1)$$

où:

$I_{C\text{sat}}$ est le courant collecteur, traversant la résistance de la charge R_L , lorsque le transistor est dans l'état passant, et $h_{21E\text{min}}$ est le rapport de transfert direct en courant continu h_{21E} minimal spécifique du dispositif. Le courant collecteur utilisé pour cette mesure doit être identique à celui choisi pour la mesure de la valeur statique du rapport de transfert direct en courant h_{21E} donné dans la Publication 147-1 de la C E I (transistors de commutation). Le courant collecteur $I_{C\text{sat}}$ qui est commuté est fonction de la résistance de charge R_L . La valeur de cette résistance est choisie telle qu'en la multipliant ou en la divisant par deux, on ne change pratiquement pas la valeur mesurée pour le temps de croissance, suivant le circuit donné par la figure 9. Il convient de noter que si R_L est changée, R_1 doit être également modifiée, afin que la condition donnée par l'équation (1) soit remplie; cependant on ne devra pas employer des valeurs de courant de mesure supérieures à 1/4 de la valeur limite maximale. Toutes les capacités parasites, principalement celles associées à la résistance R_1 , doivent être suffisamment faibles pour que leur effet sur la mesure soit négligeable. Le temps de croissance est alors mesuré et le coefficient du temps de croissance, τ_R , est donné par:

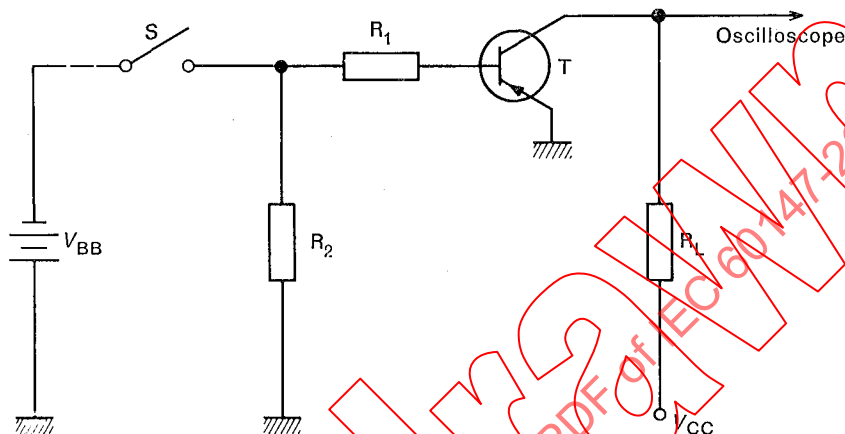
Note. — The waveforms shown in this figure are idealized and, in practice, the adjustment of the circuit may involve a subjective factor.

With some transistors, when C_B is too small, the waveform of Figure 8 (curve c) is observed instead of Figure 8 (curve b). In these cases, C_B must be increased until no rise of V_{CE} is observed after V_{CE} has fallen to $-V_g$. The final waveform should be as shown in Figure 8 (curve b).

13.2 Rise time coefficient: τ_R

The rise time coefficient is derived by calculation from the measured value of the rise time of the transistor.

The basic circuit for the measurement of the rise time is shown in Figure 9.



$R_2 = 100 \Omega$
 S = mercury relay
 T = transistor being measured

FIG. 9. — Circuit for the measurement of the rise time of a transistor.

V_{BB} is a voltage sufficiently large so that, in combination with resistance R_1 , a constant current source to the base of the transistor is provided. Resistance R_1 is adjusted so that the base current, when the mercury relay is closed, is equal to:

$$I_{B(on)} = 5 \frac{I_{Csat}}{h_{21Emin}} \quad (1)$$

where:

I_{Csat} is the collector current flowing through the load resistance R_L when the transistor is in the on-state and h_{21Emin} is the minimum h_{21E} specified for the device. The collector current used for this measurement should be the same as that selected for the measurement of the static value of the forward current transfer ratio h_{21E} given in I E C Publication 147-1 (switching transistors). The collector current I_{Csat} which is being switched is a function of the load resistance R_L . The value selected for this resistance is such that doubling or halving this value does not materially change the rise time as measured in the circuit of Figure 9. It should be noted that when R_L is changed, R_1 must also be changed so that the condition of equation (1) is met; however values of measurement currents greater than 1/4 of the maximum rated value should not be used. All stray capacitances, especially that associated with resistance R_L , must be sufficiently small so that their effect on the measurement is negligible. The rise time is then measured and the rise time coefficient, τ_R , is calculated from:

$$\tau_R = t_r \frac{I_{B(on)}}{0,8 I_{Csat}} = t_r \frac{6,25}{h_{21Emin}} \quad (2)$$

où:

t_r est le temps de croissance mesuré entre les points 10 % et 90 % sur l'onde de collecteur apparaissant sur l'oscilloscope.

Le même circuit est utilisé pour la mesure de la constante de temps de décroissance au plus faible des deux courants collecteurs spécifiés dans la Publication 147-1 de la C E I (transistors de commutation). R_i et V_{BB} sont choisies suivant l'équation (1); V_{CC} a la même valeur que pour la mesure du coefficient du temps de croissance à courant élevé; R_L est choisie pour correspondre à la plus faible valeur spécifiée pour le courant collecteur.

Note explicative:

L'équation (2) est obtenue comme suit: suivant les théories classiques pour le calcul du temps de croissance, c'est-à-dire de Sparkes-Beaufoy ou Ebers-Moll, le temps de croissance pour une variation de 10 % à 90 % du courant collecteur par rapport à sa valeur finale, I_{Csat} , est donné par l'équation suivante:

$$t_r = \tau_R h_{21E} \log_e \left[\frac{1 - 0,1 I_{Bsat}/I_{B(on)}}{1 - 0,9 I_{Bsat}/I_{B(on)}} \right] \quad (3)$$

où:

I_{Bsat} est le courant de base nécessaire pour amener le transistor à la limite de la saturation et $h_{21E} = I_{Csat}/I_{B(on)}$. Pour des valeurs de courant de base $I_{B(on)}$ beaucoup plus grandes que I_{Bsat} , $I_{Bsat}/I_{B(on)} \ll 1$, et le terme logarithmique peut être remplacé par les premiers termes de son développement en série. En conséquence, l'équation (3) peut s'écrire:

$$t_r = \tau_R h_{21E} (0,8) [I_{Bsat}/I_{B(on)}] = 0,8 \tau_R I_{Csat}/I_{B(on)} \quad (4)$$

13.3 Coefficient du temps de décroissance: τ_F

En théorie, le temps de décroissance dans un circuit alimenté en courant peut être calculé par une équation similaire à l'équation (3). En pratique, cependant, le terme logarithmique peut légèrement différer de $\tau_R h_{21E}$; aussi est-il préférable de définir un nouveau coefficient τ_F appelé le coefficient du temps de décroissance tel que:

$$t_r = \tau_F h_{21E} \log_e \left[\frac{1 + 0,9 I_{Bsat}/I_{B(off)}}{1 + 0,1 I_{Bsat}/I_{B(off)}} \right] \quad (5)$$

où:

$I_{B(off)}$ est le courant de base de blocage.

Le coefficient de temps de décroissance est obtenu par le calcul à partir de la valeur mesurée du temps de décroissance. Le circuit fondamental pour la mesure du temps de décroissance t_F est donné par la figure 10, page 28.

$$\tau_R = t_r \frac{I_{B(on)}}{0.8 I_{Csat}} = t_r \frac{6.25}{h_{21Emin}} \quad (2)$$

where:

t_r is the time measured between the 10% and the 90% points on the collector waveform as displayed on the oscilloscope.

The same circuit is used for the measurement of the rise time coefficient at the lower of the two currents specified in I E C Publication 147-1 (switching transistors). R_1 and V_{BB} are chosen according to equation (1); V_{CC} is the same value used in the measurement of the high-current rise time coefficient; R_L is selected to correspond to the lower value of the collector current.

Explanatory note:

Equation (2) is obtained as follows: according to the well-known theories for the calculation of rise time, e.g. Sparkes-Beaufoy or Ebers-Moll, the rise time for the collector current to change from 10% to 90% of its ultimate value, I_{Csat} , is given by the following equation:

$$t_r = \tau_R h_{21E} \log_e \left[\frac{1 - 0.1 I_{Bsat}/I_{B(on)}}{1 - 0.9 I_{Bsat}/I_{B(on)}} \right] \quad (3)$$

where:

I_{Bsat} is the base current required to just saturate the transistor and $h_{21E} = I_{Csat}/I_{B(on)}$. For values of turn-on base current $I_{B(on)}$ much larger than I_{Bsat} , $I_{Bsat}/I_{B(on)} \ll 1$, and the logarithmic term can be approximated by the first terms of its series expansion. As a result, equation (3) may be written as:

$$t_r = \tau_R h_{21E} (0.8) [I_{Bsat}/I_{B(on)}] = 0.8 \tau_R I_{Csat}/I_{B(on)} \quad (4)$$

13.3 Fall time coefficient: τ_F

In theory, the fall time in a current-drive circuit can be calculated by an equation similar to equation (3). In practice, however, the coefficient multiplying the logarithmic term may be slightly different from $\tau_R h_{21E}$, and it is preferable to define a new coefficient τ_F called *the fall time coefficient* so that:

$$t_f = \tau_F h_{21E} \log_e \left[\frac{1 + 0.9 I_{Bsat}/I_{B(off)}}{1 + 0.1 I_{Bsat}/I_{B(off)}} \right] \quad (5)$$

where:

$I_{B(off)}$ is the turn-off base current.

The fall time coefficient is derived by calculation from the measured value of fall time. The basic circuit for the measurement of fall time t_f is shown in Figure 10, page 29.

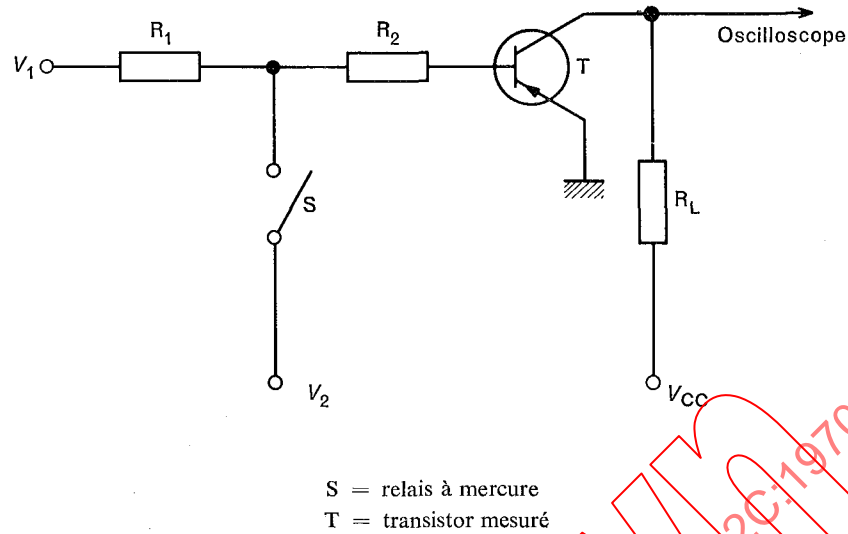


FIG. 10. — Circuit pour la mesure du temps de décroissance d'un transistor.

Les valeurs de V_{CC} et de R_L sont identiques aux valeurs utilisées dans la figure 9, page 24. R_2 et V_2 sont choisies de façon telle que, lorsque le relais à mercure est fermé, le courant de base de blocage appliqué au transistor soit donné par:

$$I_{B(off)} = 5 \frac{I_{Csat}}{h_{21Emin}} \quad (6)$$

L'amplitude de V_1 est double de celle de V_2 , et R_1 est égale à R_2 . Toutes les capacités parasites, particulièrement celles associées à R_1 et R_2 , doivent être suffisamment faibles pour que leur effet sur la mesure soit négligeable. Le temps de décroissance est alors mesuré et le coefficient du temps de décroissance est donné par:

$$\tau_F = t_f \frac{I_{B(off)}}{0,8 I_{Csat}} = t_f \frac{6,25}{h_{21Emin}} \quad (7)$$

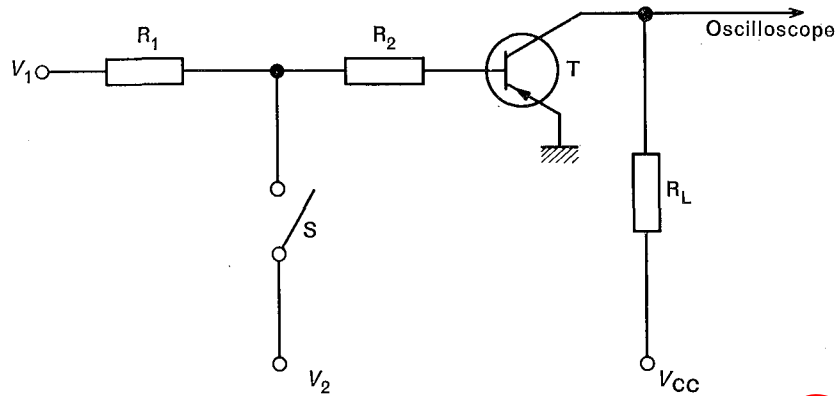
où:

t_f est le temps de décroissance mesuré entre les points 10% et 90% sur l'onde du collecteur apparaissant sur l'oscilloscope.

L'équation (7) est déduite de (5) de façon identique à celle utilisée pour déduire l'équation (2) de l'équation (3).

13.4 Retard à la décroissance: t_s

On mesure le retard à la décroissance d'un transistor à l'aide du circuit de la figure 11, page 30. Les résistances R_1 et R_2 sont de même valeur, et la tension V_1 a une amplitude double de celle de la tension V_2 .



S = mercury relay
T = transistor being measured

FIG. 10. — Circuit for the measurement of the fall time of a transistor.

The values of V_{CC} and R_L are the same as those used in the circuit of Figure 9, page 25. R_2 and V_2 are selected so that, when the mercury relay is closed, a turn-off base current is supplied to the transistor and given by:

$$I_{B(off)} = 5 \frac{I_{Csat}}{h_{21Emin}} \quad (6)$$

V_1 has twice the amplitude of V_2 , and R_1 is equal to R_2 . Any stray capacitances, especially those associated with R_1 and R_2 , must be sufficiently small so that their effect on this measurement is negligible. The fall time is then measured and the fall time coefficient is given by:

$$\tau_F = t_f \frac{I_{B(off)}}{0.8 I_{Csat}} = t_f \frac{6.25}{h_{21Emin}} \quad (7)$$

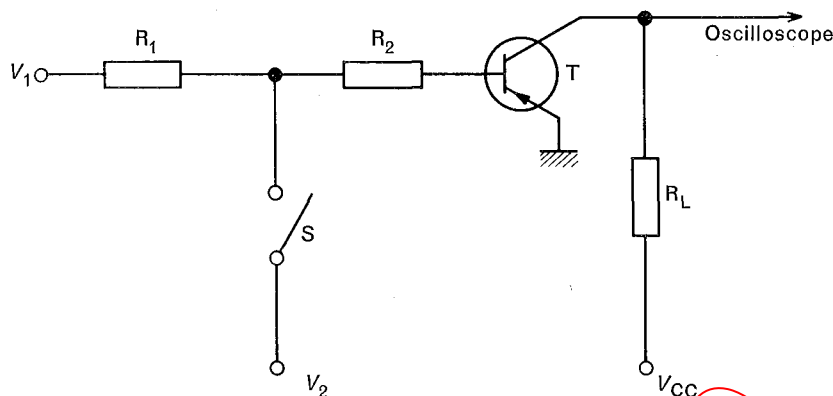
where:

t_f is the fall time measured between 10% and 90% points of the collector waveform as displayed on the oscilloscope.

Equation (7) is derived from (5) in the same way as equation (2) is derived from (3).

13.4 Storage time: t_s

The storage time of the transistor is measured in the circuit of Figure 11, page 31. Resistances R_1 and R_2 are equal in value, and voltage V_1 has twice the amplitude of voltage V_2 .



S = relais à mercure (pouvant être remplacé par un générateur d'impulsions)
T = transistor mesuré

FIGURE 11

On choisit la tension V_1 de manière à ce que le courant de base correspondant à l'état conducteur soit le même que celui utilisé pour la mesure de la constante du temps de croissance τ_R . Les tensions V_1 et V_2 sont élevées afin que, utilisées en combinaison avec les résistances R_1 et R_2 respectivement, elles représentent des sources à courant constant pour la base. R_L et V_{CC} ont les mêmes valeurs que celles utilisées pour la mesure de la constante du temps de croissance τ_R .

Le relais à mercure et l'alimentation de la tension V_2 peuvent être remplacés par un générateur d'impulsions convenable, auquel cas :

- la largeur d'impulsion du générateur doit être spécifiée et doit être suffisamment grande pour que l'équilibre s'établisse;
- la période de l'essai doit être suffisamment longue pour que la température du transistor soit stabilisée;
- les caractéristiques de l'oscilloscope doivent être spécifiées.

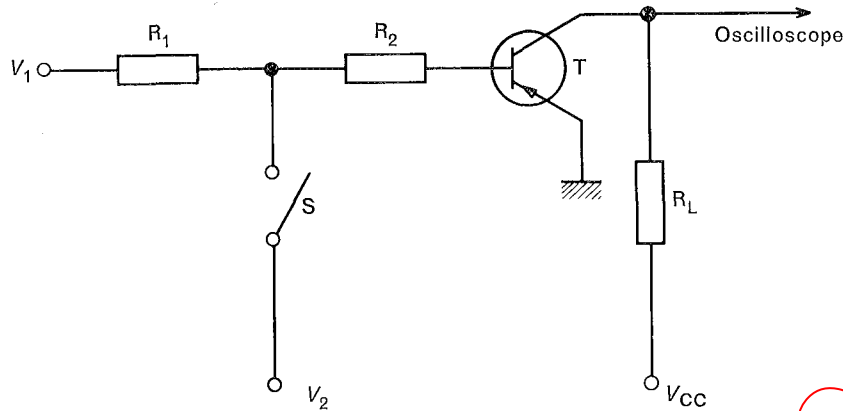
Note explicative :

Il y a une relation entre le retard à la décroissance t_s et les courants traversant les bornes du transistor pour des conditions d'alimentation à courant constant, qui est de la forme :

$$t_s = A f(I_C, I_{B(on)}, I_{B(off)})$$

Pour certains transistors (par exemple les types à jonctions alliées), la fonction f dans cette équation est une fonction logarithmique simple, de telle sorte que :

$$t_s = A \log_e \left[\frac{I_{B(on)} - I_{B(off)}}{I_C} \right] + \frac{t_f}{8}$$



S = mercury relay (which may be replaced by a pulse generator)
T = transistor being measured

FIGURE 11

Voltage V_1 is selected such that the “on” base current is the same as that used for the measurement of the rise time constant τ_R . Voltages V_1 and V_2 are large so that, in combination with R_1 and R_2 respectively, they represent constant current sources to the base. R_L and V_{CC} have the same values as used for the measurement of the rise time constant τ_R .

The mercury relay and voltage supply V_2 may be replaced by a suitable pulse generator, in which case:

- the pulse width of the generator must be specified and must be sufficiently large that equilibrium is established,
- the test period must be sufficiently long for transistor temperature to become stabilized;
- the characteristics of the oscilloscope must be specified.

Explanatory note:

There is a relationship between storage time t_s and the terminal currents of the transistor for constant current drive conditions, which is of the form:

$$t_s = A f(I_C, I_{B(\text{on})}, I_{B(\text{off})})$$

For some transistors (e.g. alloy-junction types), the function f in this equation is a simple logarithmic function, so that:

$$t_s = A \log_e \left[\frac{\frac{I_{B(\text{on})} - I_{B(\text{off})}}{I_C}}{h_{21E} - I_{B(\text{off})}} \right] + \frac{t_f}{8}$$

En effectuant la mesure de t_s par la méthode et dans les conditions données ci-dessus, l'équation ci-dessus peut être résolue pour obtenir le coefficient A en fonction du retard à la décroissance t_s qu'on a mesuré. Le coefficient A est alors donné par :

$$A = \frac{t_s - \frac{t_f}{8}}{\log_e \left[\frac{10}{5 + \frac{h_{21Emin}}{h_{21E}}} \right]}$$

où :

t_s est le retard à la décroissance mesuré

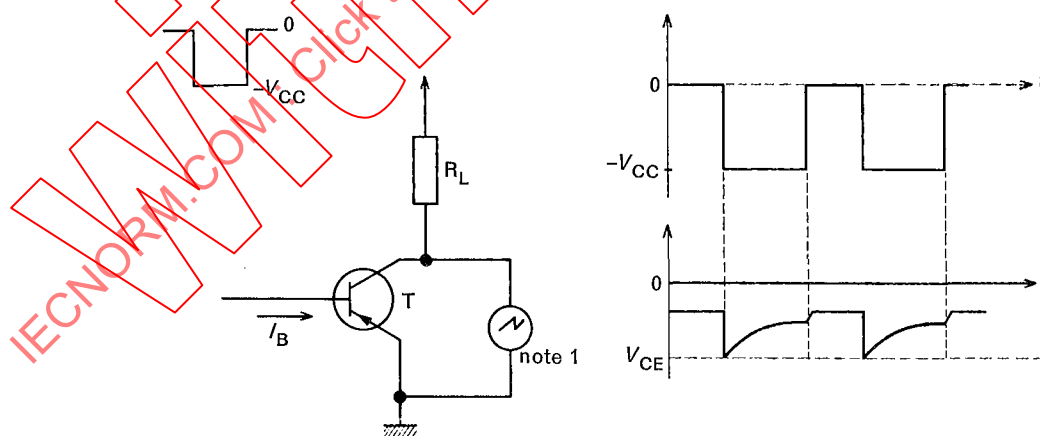
t_f est le temps de décroissance mesuré

h_{21E} est la valeur statique du rapport de transfert direct du courant pour la valeur spécifiée du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur

h_{21Emin} est la valeur minimale de h_{21E} spécifiée pour le type de transistor

13.5 Rapport des courants transitoires en régime de saturation h_{21Esat}

Le circuit fondamental pour cette mesure est donné par la figure 12.



Note 1: oscilloscope

T = transistor mesuré

FIG. 12. — Circuit pour la mesure de h_{21Esat} .

By performing the measurement of t_s by the method and for the conditions given above, the above equation may be solved for the coefficient A in terms of the measured storage time t_s . The coefficient A is then given by:

$$A = \frac{t_s - \frac{t_f}{8}}{\log_e \left[\frac{10}{5 + \frac{h_{21Emin}}{h_{21E}}} \right]}$$

where:

t_s is the measured storage time

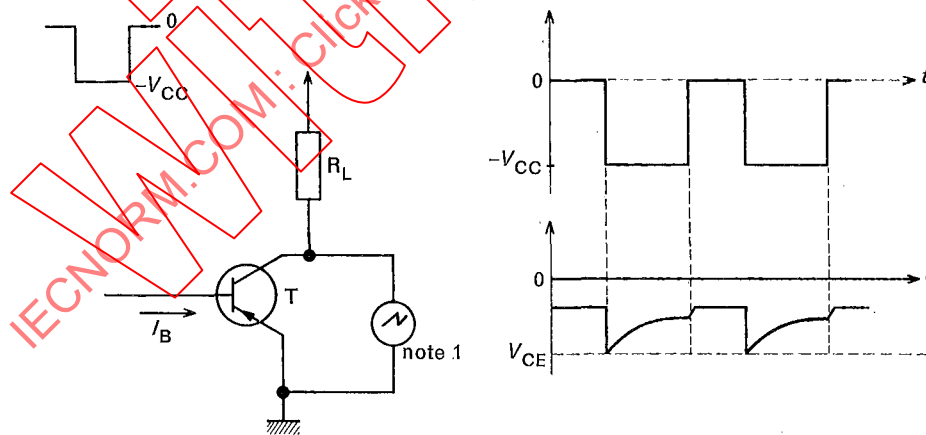
t_f is the measured fall time

h_{21E} is the static value of the forward current transfer ratio at the specified value of collector current and collector-emitter voltage

h_{21Emin} is the minimum value of h_{21E} specified for the type of transistor

13.5 Transient current ratio in saturation h_{21Esat}

The basic circuit for this measurement is shown in Figure 12.



Note 1: oscilloscope

T = transistor being measured

FIG. 12. — Circuit for the measurement of h_{21Esat} .

Des impulsions de tension rectangulaires, variant entre zéro et $-V_{CC}$ sont appliquées au collecteur du transistor à travers la résistance R_L . La tension V_{CC} est égale ou supérieure à vingt fois la tension de saturation collecteur-émetteur maximale spécifiée dans la Publication 147-1 de la C E I (transistors de commutation). R_L est choisie de façon telle que le courant collecteur de saturation soit égal au courant collecteur spécifié, lorsque la tension d'alimentation du collecteur atteint le maximum de son excursion négative. La tension collecteur est contrôlée sur un oscilloscope et I_B est diminué jusqu'à ce que la valeur absolue de la variation maximale de la tension collecteur-émetteur égale deux fois la valeur maximale de V_{CEsat} spécifiée dans la Publication 147-1 de la C E I (transistors de commutation):

$$h_{21Esat} = \frac{V_{CC}}{I_B \cdot R_L}$$

14. Paramètres haute fréquence

14.1 Introduction

Des méthodes de mesure sont données pour les paramètres haute fréquence suivants des transistors:

1. Pour les transistors destinés à des applications d'usage général:

a) Partie réelle de l'impédance d'entrée, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit:

$$\operatorname{Re}(h_{ie})$$

b) Valeur absolue du rapport de transfert inverse de la tension, en montage base commune, entrée en circuit ouvert, à une fréquence moyenne:

$$|h_{12b}|$$

c) Valeur absolue du rapport de transfert direct du courant, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit, à une fréquence élevée:

$$|h_{21e}|$$

d) Capacité de sortie, en montage base commune, entrée en circuit ouvert:

$$C_{22b}$$

2. Pour les transistors destinés à des applications d'usage spécial, par exemple à une fréquence intermédiaire normalisée, un jeu complet des paramètres suivants sous forme complexe, à une fréquence spécifiée et pour des conditions de polarisation spécifiées:

$$\left\{ \begin{array}{l} y_{11e} \\ y_{12e} \\ y_{21e} \\ y_{22e} \end{array} \right\} \quad \text{ou} \quad \left\{ \begin{array}{l} y_{11b} \\ y_{12b} \\ y_{21b} \\ y_{22b} \end{array} \right\}$$

Précautions

1. Pour les précautions générales, voir la section deux de la Publication 147-2 de la C E I. Sauf indication contraire, tous les condensateurs doivent présenter des court-circuits effectifs pour la fréquence de mesure.

2. Précautions additionnelles

Si les résultats des mesures en haute fréquence sont susceptibles d'être influencés par la longueur des sorties du dispositif (par exemple fils ou broches), le plan de référence par rapport au dispositif doit être spécifié pour la mesure considérée.

A square-wave collector supply voltage source having a range between zero and $-V_{CC}$ is connected to the collector of the transistor through R_L . Voltage V_{CC} is equal to or greater than twenty times the maximum collector-emitter saturation voltage specified in I E C Publication 147-1 (switching transistors). R_L is selected so that the saturated collector current will be equal to the specified collector current when the collector supply voltage is at its maximum negative excursion. The collector voltage is monitored on an oscilloscope, and I_B is decreased until the absolute value of the peak excursion of the collector-emitter voltage equals twice the maximum value of V_{CEsat} specified in I E C Publication 147-1 (switching transistors):

$$h_{21Esat} = \frac{V_{CC}}{I_B \cdot R_L}$$

14. High-frequency parameters

14.1 Introduction

Methods of measurement are given for the following high-frequency parameters of transistors:

1. For transistors intended for general purpose applications:
 - a) Real part of the short-circuit, common-emitter input impedance:
 $\text{Re}(h_{11e})$
 - b) Magnitude of the common-base open-circuit reverse voltage transfer ratio at a medium frequency:
 $|h_{12b}|$
 - c) Magnitude of the short-circuit common-emitter forward current transfer ratio at a high frequency:
 $|h_{21e}|$
 - d) Open-circuit common-base output capacitance:
 C_{22b}
2. For transistors intended for special purpose applications, e.g. at a standard intermediate frequency, one complete set of the following parameters in the complex form at a specified frequency and for specified bias conditions:

$$\left\{ \begin{array}{l} y_{11e} \\ y_{12e} \\ y_{21e} \\ y_{22e} \end{array} \right\} \quad \text{or} \quad \left\{ \begin{array}{l} y_{11b} \\ y_{12b} \\ y_{21b} \\ y_{22b} \end{array} \right\}$$

Precautions

1. For general precautions, see Section Two of I E C Publication 147-2. Except as indicated, all capacitors should be effective short-circuits at the frequency of measurement.
2. *Additional precautions*

If the results of high-frequency measurements are likely to be influenced by the length of the terminals of the device (e.g. leads or pins), the reference plane for the measurement with respect to the device should be specified.

14.2 Grandeur du rapport de transfert direct du courant sortie en court-circuit pour de petits signaux, en montage émetteur commun, en haute fréquence

14.2.1 Généralités

La figure 13 montre un circuit pour mesurer $|h_{21e}|$ à la fréquence spécifiée.

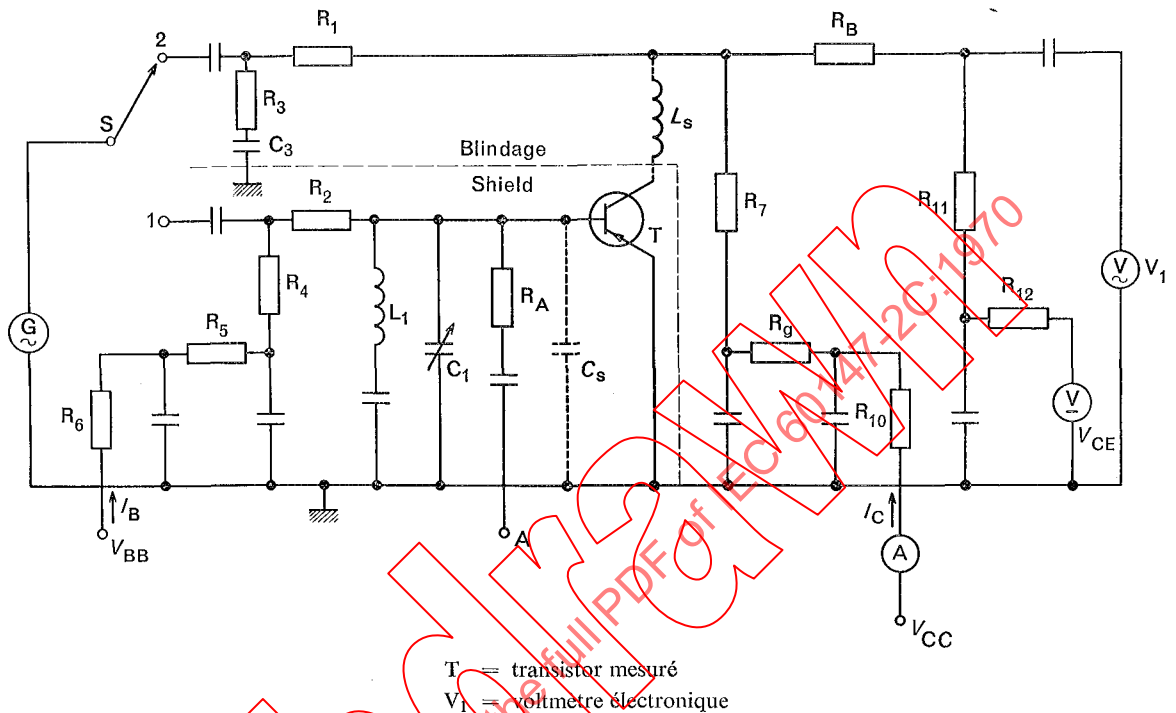


FIG. 13. — Circuit pour la mesure de $|h_{21e}|$.

Les valeurs des résistances R_1 et R_2 doivent être égales, et grandes par rapport à l'impédance d'entrée du transistor, et les capacités parasites shuntant R_1 et R_2 doivent être petites et égales.

Les valeurs des résistances R_3 et R_4 sont égales et choisies de manière à être adaptées à l'impédance caractéristique du générateur.

Les résistances R_5 , R_6 , R_9 et R_{10} sont des résistances convenablement choisies pour le circuit de polarisation et découplées de manière adéquate.

On choisit les résistances R_7 , R_8 et R_{11} de façon à ce qu'elles soient adaptées à l'impédance caractéristique du voltmètre électronique V_1 et on obtient les meilleurs résultats si elles présentent une charge approximativement égale à l'impédance d'entrée du transistor. Dans tous les cas, leur résistance combinée doit être très inférieure à R_1 .

14.2.2 Précautions particulières

En plus des précautions données dans le paragraphe 14.1, les points suivants demandent une attention particulière:

- On doit éviter autant que possible la capacité parasite C_s en dérivation aux bornes base-émetteur du transistor.

Aux très hautes fréquences, il peut être nécessaire d'accorder une telle capacité parasite.

14.2 Magnitude of the high-frequency short-circuit common-emitter forward current transfer ratio

14.2.1 General

Figure 13 shows a circuit for measuring $|h_{21e}|$ at the specified frequency.

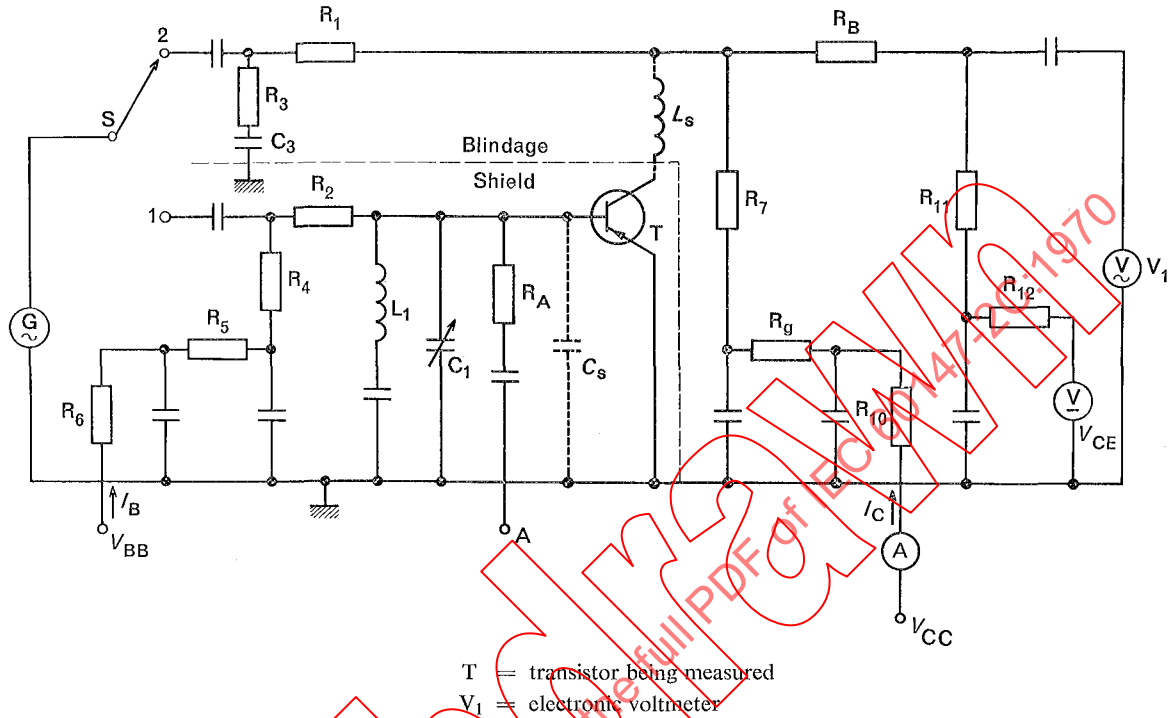


FIG. 13. — Circuit for the measurement of $|h_{21e}|$.

The values of R_1 and R_2 are equal and are large compared with the input impedance of the transistor, and the stray capacitances shunting R_1 and R_2 should be small and equal.

The values of R_3 and R_4 are equal and chosen to match the characteristic impedance of the generator.

Resistors R_5 , R_6 , R_9 and R_{10} are suitable bias circuit resistors which are adequately decoupled.

Resistors R_7 , R_8 and R_{11} are chosen to match the characteristic impedance of the electronic voltmeter V_1 and best results are obtained if they present a load approximately equal to the input impedance of the transistor. In any case, their combined resistance must be much less than R_1 .

14.2.2 Special precautions

In addition to the precautions given in Sub-clause 14.1, the following points require special attention:

- a) Stray capacitance C_s shunting the base-emitter terminals of the transistor must be avoided as much as possible.

At very high frequencies, it may be necessary to tune out such stray capacitance.

Dans ce cas, on rend d'abord la capacité parasite C_s constante en employant pour les contacts du support du transistor des tubes métalliques assez longs pour enfermer complètement les conducteurs du transistor à mesurer.

La méthode suivante est adoptée pour annuler C_s par accord. Le transistor étant enlevé, et le commutateur étant à la position 1, on connecte un détecteur de signal à basse impédance d'entrée entre le point A et la masse. On règle alors le condensateur C_1 jusqu'à ce que l'on obtienne la résonance parallèle de L_1 avec $C_1 + C_s$, ce qui est indiqué par le détecteur connecté au point A.

On devra ensuite remplacer le détecteur par une impédance dont la valeur est égale à celle du détecteur.

R_A doit être très grande par rapport à l'impédance d'entrée du transistor à mesurer.

- b) On doit spécialement éviter l'inductance parasite dans le conducteur émetteur. De plus, l'inductance parasite en série avec le collecteur et désignée par L_s dans la figure 13, page 36, sera une cause d'erreurs, sauf si l'impédance de L_s est très petite devant la valeur de R_7 .
- c) La transmission des signaux de mesure entre la base et le collecteur sans passer à travers le transistor doit être évitée par un blindage comme le montre la figure 13.

On peut employer l'essai suivant pour avoir la confirmation que le blindage entre les bornes de base et de collecteur du support est adéquat.

Le transistor étant enlevé, on insère entre les bornes d'émetteur et de base une résistance approximativement égale à l'impédance d'entrée du transistor. Le commutateur est placé sur la position 2, et on note la valeur de mesure V_1 indiquée par le voltmètre électronique. On place alors le commutateur sur la position 1. La valeur de mesure obtenue maintenant devrait être inférieure à :

$$\frac{V_1}{10 |h_{21e \text{ max}}|}$$

où : $|h_{21e \text{ max}}|$ est la valeur maximale du $|h_{21e}|$ mesuré

- d) Si le transistor à mesurer est un dispositif à quatre sorties (y compris le cas d'un boîtier métallique isolé électriquement des trois autres sorties), la connexion de la quatrième sortie doit être effectuée comme il est spécifié.

14.2.3 Procédé de mesure

Le commutateur étant en position 2, et avec le transistor sur le support d'essai, on règle la tension du générateur de signal jusqu'à ce qu'on lise un (en unités arbitraires) sur le voltmètre électronique.

Le commutateur étant en position 1, la lecture du voltmètre électronique indique alors la valeur de $|h_{21e}|$.

Note. — Le commutateur indiqué sur la figure 13 n'est pas nécessairement un commutateur mécanique; il schématise une commutation qui peut être effectuée manuellement à l'aide de câbles.

14.2.4 Autre procédé

Aux fréquences élevées, il peut être désirable d'éviter la commutation requise dans le circuit de la figure 13. Dans ce cas, le générateur peut être directement connecté au point marqué 1 sur la figure 13. Les résistances R_1 , R_3 et la position 2 du commutateur peuvent être supprimées, et le procédé de mesure est légèrement modifié. Dans ce cas, cependant, des erreurs peuvent se produire si la résistance équivalente à R_7 , R_8 et R_{11} n'est pas petite par rapport à l'impédance de sortie du transistor. $|h_{21e}|$ est mesuré en insérant d'abord dans le support du transistor un boîtier de transistor fictif comprenant un court-circuit entre les conducteurs de base et de collecteur et sans connexion à l'émetteur (l'alimentation étant déconnectée).

In this case, the stray capacitance C_s is first made constant by using for the transistor sockets metal tubes long enough to totally enclose the leads of the transistors being measured.

The following method is adopted to tune out C_s . With the transistor removed and the switch at position 1, a signal detector of low input impedance is connected between point A and earth. The capacitor C_1 is then adjusted until parallel resonance of L_1 and $C_1 + C_s$ occurs, as indicated on the detector connected to point A.

The detector should then be replaced by an impedance having a value equal to the detector impedance.

R_A must be very large compared with the input impedance of the transistor being measured.

- b) Stray inductance in the emitter lead must be especially avoided. In addition, stray inductance in series with the collector, shown in Figure 13, page 37, as L_s , will cause errors, unless the impedance of L_s is very much less than the value of R_7 .
- c) Transmission of the measuring signals between base and collector without passing through the transistor must be avoided by screening as shown in Figure 13.

The following test may be used to confirm that the screening between the base and collector sockets is adequate:

The transistor is removed, and a resistor having a value approximately equal to the input impedance of the transistor is inserted between the base and emitter sockets. The switch is set to position 2, and the reading V_1 of the electronic voltmeter is noted. The switch is then set to position 1. The reading now obtained should be less than:

$$\frac{V_1}{10 |h_{21e \max}|}$$

where: $|h_{21e \max}|$ is the maximum value of the $|h_{21e}|$ being measured

- d) If the transistor being measured is a four-terminal device (including the situation of a metallic case which is isolated electrically from the three other terminals), the electrical connection to the fourth terminal should be made as specified.

14.2.3 Measurement procedure

With the switch in position 2 and with the transistor in the test socket, the signal generator voltage is adjusted until a reading of unity (in arbitrary units) is obtained on the electronic voltmeter.

With the switch in position 1, the reading of the electronic voltmeter is now equal to the value of $|h_{21e}|$.

Note.— The switch indicated on Figure 13 may not be necessarily a mechanical switch; it may also represent cables that can be switched manually.

14.2.4 Alternative procedure

At high frequencies, it may be desirable to avoid the switching required in the circuit of Figure 13. In this case, the generator may be directly connected to the point shown as 1 in Figure 13. R_1 , R_3 and switch position 2 may be omitted and the measurement procedure is modified slightly. In this case, however, errors may result if equivalent resistance of R_7 , R_8 and R_{11} is not small relative to the output impedance of the transistor. $|h_{21e}|$ is measured by first inserting into the transistor socket a dummy transistor case, having a short-circuit between the base and collector leads, and no connection to the emitter (the bias supply disconnected).

Avec ce boîtier de transistor fictif dans le support, on règle la tension de sortie du générateur jusqu'à ce qu'on lise l'unité (en unités arbitraires) sur le voltmètre électronique. Ensuite on enlève le boîtier de transistor fictif et on insère le transistor à mesurer dans le support. La lecture faite au voltmètre électronique indique alors la valeur de $|h_{21e}|$.

14.3 Capacité de sortie en montage base commune, sortie en circuit ouvert C_{22b}

14.3.1 Pour un dispositif à trois sorties, la méthode de mesure donnée à la section huit de la Publication 147-2 de la C E I et décrite dans la Figure 5c (mesure du pont en radio-fréquence) est applicable.

14.3.2. Si le transistor à mesurer est un dispositif à quatre sorties (y compris le cas d'un boîtier métallique isolé électriquement des trois autres sorties), la connexion de la quatrième sortie doit être effectuée comme spécifié.

Pour un tel dispositif:

- Si la spécification indique que la quatrième sortie doit être connectée à l'émetteur, à la base ou au collecteur, la méthode pour un dispositif à trois sorties est applicable.
- Si ce n'est pas le cas, la méthode de mesure à utiliser est à l'étude.

14.4 Partie réelle de l'impédance d'entrée en montage émetteur commun, sortie en court-circuit $Re(h_{11e})$

14.4.1 Généralités

Les composantes résistive et réactive de l'impédance d'entrée en montage émetteur commun, sortie en court-circuit, h_{11e} , peuvent être mesurées suivant le circuit décrit schématiquement par la figure 14.

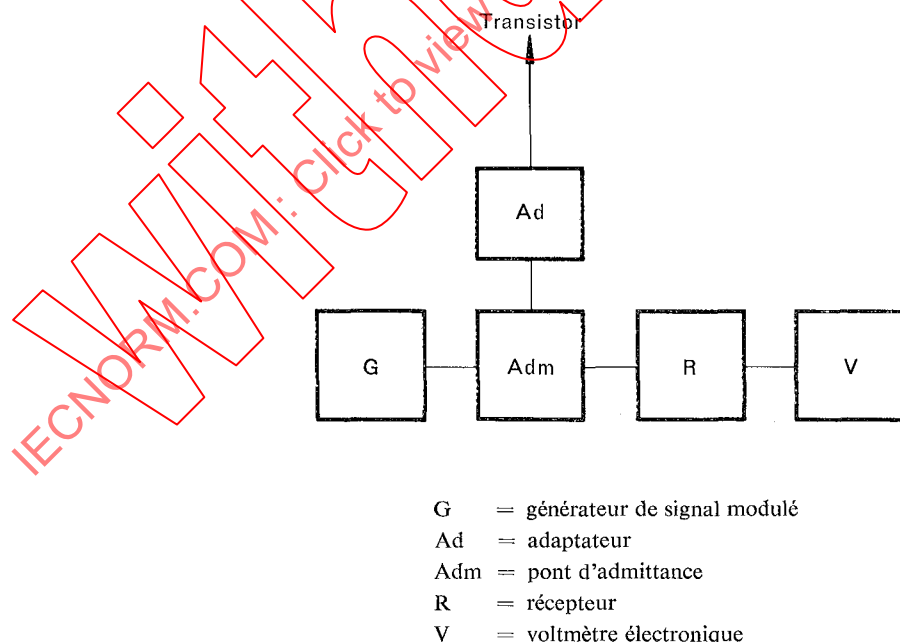


FIG. 14. — Schéma synoptique du circuit pour la mesure des composantes résistive et réactive de h_{11e} .

With this dummy transistor case in the socket, the signal generator voltage is adjusted until a reading of unity (in arbitrary units) is obtained on the electronic voltmeter. Then the dummy transistor case is removed and the transistor being measured is inserted into the socket. The reading of the electronic voltmeter is now equal to the value of $|h_{21e}|$.

14.3 Open-circuit common-base output capacitance C_{22b}

14.3.1 For a three-terminal device, the measuring method is given in Section Eight of I E C Publication 147-2 and described in Figure 5c (Radio-frequency bridge measurement).

14.3.2 If the transistor being measured is a four-terminal device (including the situation of a metallic case, which is electrically isolated from the three other terminals), the electrical connection to the fourth terminal should be made as specified.

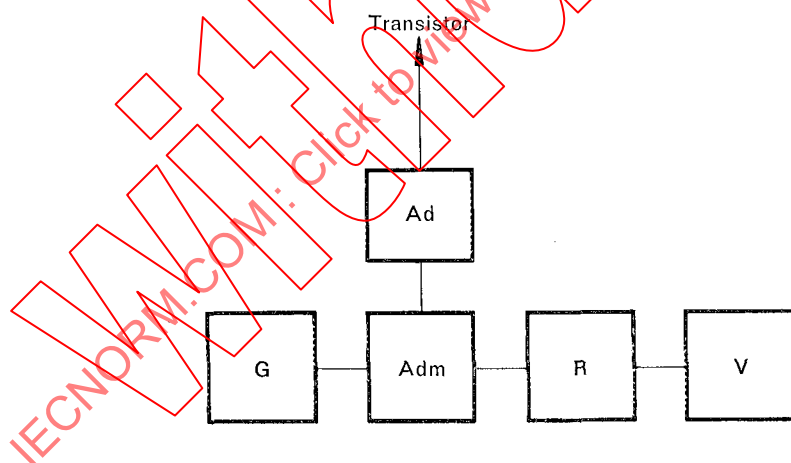
For such a device:

- a) If the specification requires that the fourth terminal be connected to either the emitter, base or collector terminal, the method for a three-terminal device is applicable.
- b) If this is not the situation, the method of measurement to be used is under consideration.

14.4 Real part of the short-circuit common-emitter input impedance $Re(h_{11e})$

14.4.1 General

The resistive and reactive components of the short-circuit common-emitter input impedance h_{11e} can be measured by means of the circuit shown in block diagram form in Figure 14.



- G = modulated signal generator
 Ad = adaptor
 Adm = admittance bridge
 R = receiver
 V = electronic voltmeter

FIG. 14. — Block-diagram of circuit for measurement of the resistive and reactive components of h_{11e} .

Les différents types de pont existants peuvent être utilisés: pont d'admittance VHF, RX-mètre ou pont de transadmittance. Dans tous les cas, un adaptateur est nécessaire afin de polariser le dispositif et de connecter l'entrée du transistor aux bornes du pont, la sortie du transistor étant en court-circuit du point de vue alternatif.

Un circuit d'adaptateur approprié à cette mesure est indiqué par la figure 15. Les valeurs des capacités C_1 et C_2 doivent être choisies afin de présenter un court-circuit effectif à la fréquence de mesure.

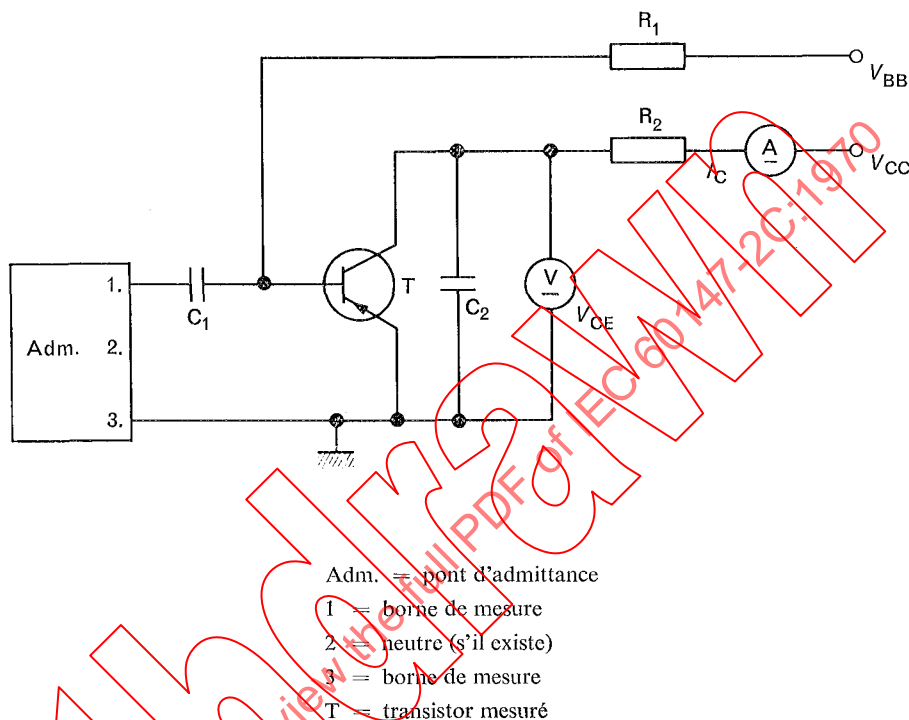


Fig. 15. — Circuit de l'adaptateur de la figure 14.

14.4.2 Précautions spéciales

- a) On devra s'assurer que les fils de connexion du transistor au pont ont une inductance faible. En effet, l'erreur due à cette inductance parasite peut être appréciable, même si la fréquence de mesure est relativement basse.
- b) Comme le paramètre h_{11e} est particulièrement sensible au niveau du signal de tension, l'attention est attirée sur la précaution générale, paragraphe 2.4 de la Publication 147-2 de la C E I.

14.4.3 Procédé de mesure

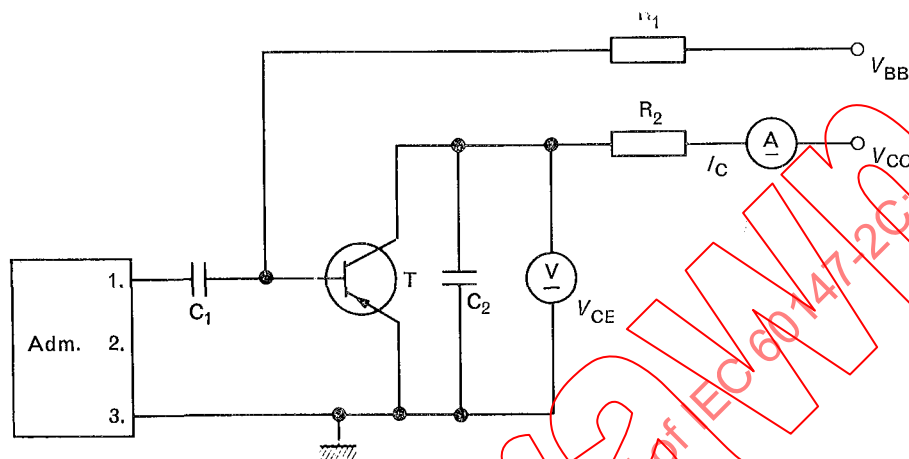
Le pont est d'abord équilibré en l'absence de transistor; l'admittance ou l'impédance dues au circuit de polarisation et à l'adaptateur sont enregistrées ou éliminées par un préréglage du pont.

Le transistor est alors inséré, et les polarisations sont ajustées. Le pont est rééquilibré et les lectures enregistrées.

La valeur de $\text{Re}(h_{11e})$ est alors obtenue à partir des dernières lectures, soit directement, soit après correction en tenant compte des valeurs obtenues lors du réglage initial.

Any one of several different types of bridge may be used, e.g. a VHF admittance bridge, RX meter or a transadmittance bridge. In all cases, an adaptor is necessary to provide the bias to the device and to connect the transistor input terminals to the bridge terminals, with the transistor output terminals short-circuited for a.c.

A circuit of a suitable adaptor for this measurement is shown in Figure 15. The values of the capacitors C_1 and C_2 should be chosen to be effective short-circuits at the frequency of measurement.



Adm. = admittance bridge
1 = measurement terminal
2 = neutral (if present)
3 = measurement terminal
T = transistor being measured

FIG. 15. — Circuit of the adaptor shown in Figure 14.

14.4.2 Special precautions

- a) Care must be taken that leads connecting the transistor to the bridge are of low inductance, since the error due to stray inductance may be serious, even at relatively low frequencies.
- b) Since the parameter h_{11e} is particularly sensitive to signal voltage level, attention is called to General Precaution 2.4 of I E C Publication 147-2.

14.4.3 Measurement procedure

The bridge is first balanced with the transistor removed, and the admittance or impedance arising from the biasing circuit and adaptor is either balanced out by a preset adjustment of the bridge or its value recorded.

The transistor is then inserted and the bias conditions are adjusted. The bridge is again balanced and the readings are taken.

The value of $\text{Re}(h_{11e})$ is then obtained from the last readings either directly, or after correction using the recorded value arising from the initial adjustment.

14.5 Rapport de transfert inverse en tension, en montage base commune, entrée en circuit ouvert, en moyenne fréquences h_{12b}

14.5.1 Généralités

Les composantes résistive et réactive de h_{12b} peuvent être mesurées, en utilisant la méthode du pont décrite dans le paragraphe 14.5.3.

Si la valeur absolue de h_{12b} est nécessaire, la méthode du voltmètre décrite dans le paragraphe 14.5.4 peut être utilisée.

Les deux méthodes sont fondées sur le fait que le rapport de transfert inverse en tension, h_{12b} , à des fréquences pas trop élevées, peut être approximativement évalué par :

$$h_{12b} \approx h_{12bo} + j\omega\tau_{rc}$$

où :

h_{12bo} est la valeur de h_{12b} en basse fréquence

τ_{rc} est la constante de temps caractéristique du transistor, souvent appelée produit de la résistance de base par la capacité collecteur r_{bb} , C_c .

En choisissant la fréquence de mesure suffisamment élevée pour que h_{12bo} soit négligeable devant $\omega\tau_{rc}$, on a alors :

$$h_{12b} \approx j\omega\tau_{rc}$$

14.5.2 Précautions spéciales

- On devra prendre soin, dans la réalisation du circuit de mesure et dans le montage du transistor, de prévoir des blindages appropriés entre les circuits d'émetteur et de collecteur.
- En général, la valeur de h_{12b} inclut également une contribution de la réaction causée par la capacité entre bornes émetteur-collecteur C_{ec} due au transistor et/ou à celle du circuit de mesure. La valeur de cette réaction additionnelle est $j\omega C_{ec}h_{11b}$, où h_{11b} est l'impédance d'entrée en montage base commune du transistor, sortie en court-circuit.

Cette contribution de C_{ec} peut provoquer une erreur importante dans la détermination de h_{12b} , si la constante de temps caractéristique τ_{rc} est petite, ou si le transistor fonctionne à de faibles valeurs du courant d'émetteur, cas pour lequel h_{11b} est grand.

14.5.3 Méthode du pont

Le circuit de mesure préférentiel utilisant un pont est donnée par la figure 16.

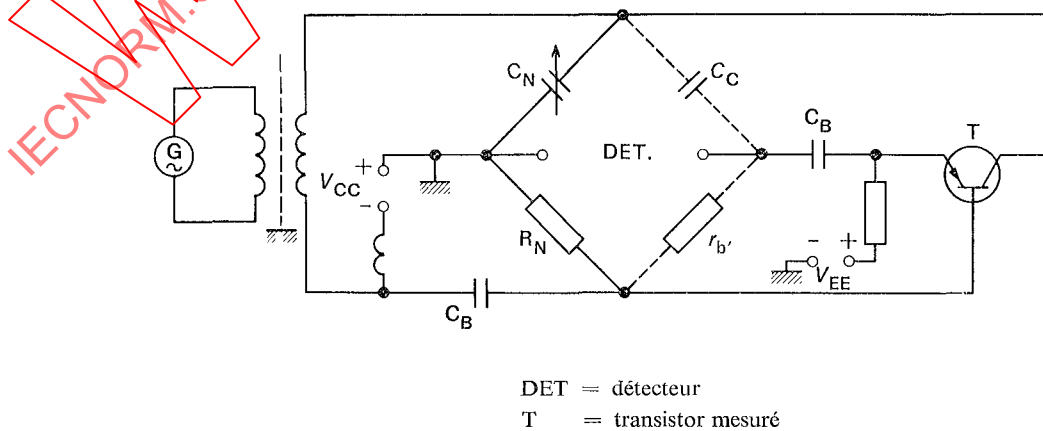


FIG. 16. — Circuit pour la mesure de h_{12b} aux moyennes fréquences (méthode du pont).

14.5 Common-base open-circuit reverse voltage transfer ratio h_{12b} at medium frequencies

14.5.1 General

The real and imaginary components of h_{12b} can be measured by using the bridge method described in Sub-clause 14.5.3.

If the magnitude only of h_{12b} is required, the voltmeter method described in Sub-clause 14.5.4 may be used.

Both methods make use of the fact that the reverse voltage transfer ratio, h_{12b} , can be approximated at not too high frequencies by:

$$h_{12b} \approx h_{12bo} + j\omega\tau_{rc}$$

where:

h_{12bo} is the low frequency value of h_{12b}

τ_{rc} is a characteristic time constant of the transistor, often called base resistance-collector capacitance product r_{bb} , C_c .

When the frequency of measurement is chosen sufficiently high, so that h_{12bo} is negligible compared to $\omega\tau_{rc}$, then:

$$h_{12b} \approx j\omega\tau_{rc}$$

14.5.2 Special precautions

- Care must be taken in designing the measurement circuit and the transistor mounting so that adequate shielding is provided between collector and emitter circuits.
- In general, the value of h_{12b} also includes a contribution from feedback due to direct inter-terminal emitter-collector capacitance C_{ec} due to the transistor itself and/or the measurement circuit. The value of this additional feedback is $j\omega C_{ec}h_{11b}$, where h_{11b} is the short-circuit common-base input impedance of the transistor.

This contribution of C_{ec} may cause significant error in the determination of h_{12b} , if the characteristic time constant τ_{rc} is small, or if the transistor is operated at low emitter currents, in which case h_{11b} is large.

14.5.3 Bridge method

The preferred measurement circuit using a bridge is shown in Figure 16.

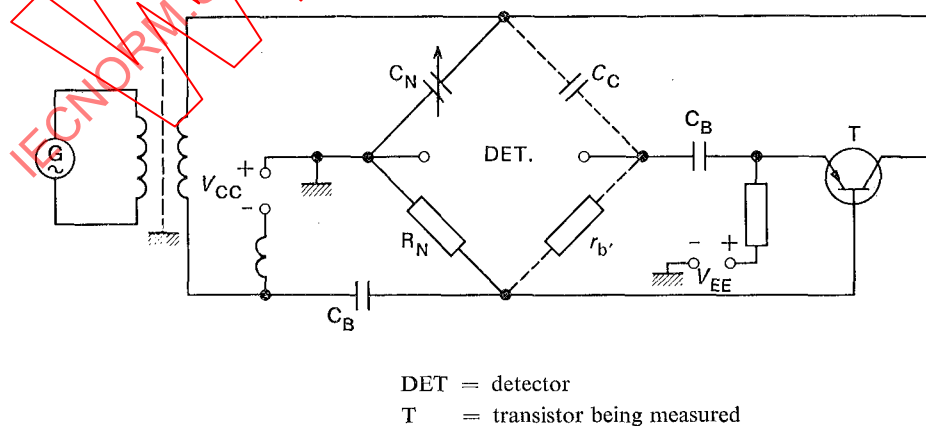


FIG. 16. — Circuit for the measurement of h_{12b} at medium frequencies (bridge method).

La résistance R_N est ajustable par échelons et le condensateur C_N varie de façon continue.

Une valeur appropriée de R_N étant choisie, le condensateur C_N est ajusté pour obtenir une valeur nulle sur le détecteur. La valeur du paramètre h_{12b} est alors donnée par :

$$h_{12b} = \frac{j\omega R_N C_N}{1 + j\omega R_N C_N}$$

14.5.4 Méthode du voltmètre

Dans le cas où seule la valeur absolue de h_{12b} est nécessaire, la méthode du voltmètre, donnée dans la figure 17, peut être utilisée.

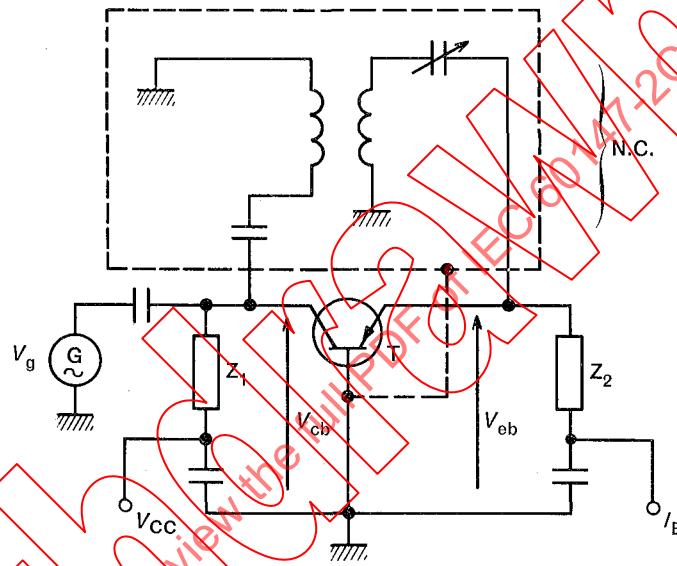


FIG. 17. — Circuit pour la mesure de h_{12b} aux moyennes fréquences (méthode du voltmètre).

L'impédance Z_2 devra être grande devant l'impédance d'entrée du transistor. Généralement Z_2 est une résistance de forte valeur ayant une capacité propre de faible valeur. Autrement, une inductance appropriée peut être ajoutée en série avec la résistance. La valeur de l'impédance Z_1 n'est pas critique. Il est commode de choisir pour Z_1 une résistance afin d'adapter l'impédance du générateur.

Les tensions V_{eb} et V_{cb} seront mesurées à l'aide d'un voltmètre électronique.

On obtient :

$$|h_{12b}| = |V_{eb}/V_{cb}|$$

En pratique, la mesure peut être faite à une fréquence fixée et le voltmètre électronique peut être étalonné directement en termes du paramètre $|h_{12b}|$.

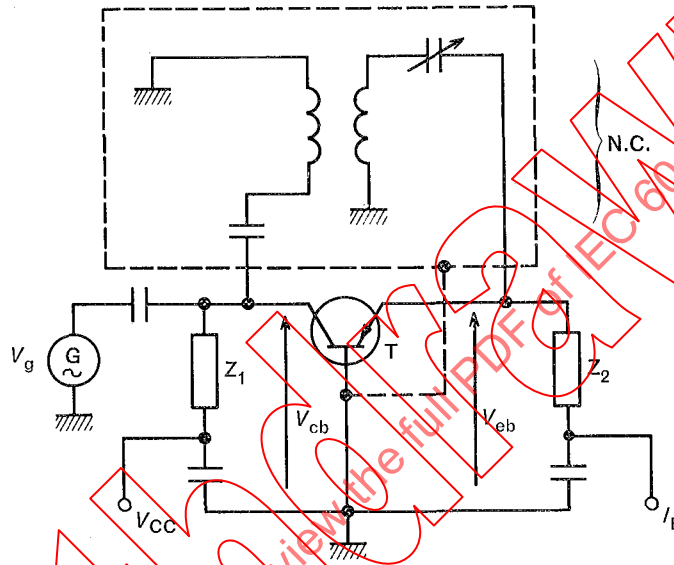
The resistor R_N is adjustable in steps and the capacitor C_N is continuously variable.

With a suitable value of R_N and with C_N adjusted for a null on the detector, the value of the parameter h_{12b} is given by:

$$h_{12b} = \frac{j\omega R_N C_N}{1 + j\omega R_N C_N}$$

14.5.4 Voltmeter method

If the magnitude only of h_{12b} is required, the voltmeter method shown in Figure 17 may be used.



N.C. = optional neutralization circuit
T = transistor being measured

FIG. 17. — Circuit for the measurement of h_{12b} at medium frequencies (voltmeter method).

The impedance Z_2 must be large relative to the input impedance of the transistor. Generally Z_2 is a resistor of high value having a low value of self-capacitance. Alternatively, a suitable inductance can be connected in series with this resistor. The value of the impedance Z_1 is not critical. It is convenient to choose Z_1 as a resistor to match the generator impedance.

Voltages V_{eb} and V_{cb} are measured by means of an electronic voltmeter.

Then:

$$|h_{12b}| = |V_{eb}/V_{cb}|$$

In practice, the measurement can be made at a fixed frequency and the electronic voltmeter can be calibrated directly in terms of the parameter $|h_{12b}|$.

Pour les dispositifs ayant une très petite valeur de r_{bb} , C_c (par exemple 1 ps), il sera nécessaire de neutraliser ou d'éliminer par équilibrage la capacité résiduelle du support et toute autre capacité parasite, et il convient de s'assurer qu'aucun harmonique du générateur de signal n'affecte le résultat.

14.6 Paramètres y en émetteur commun

Les méthodes de mesure pour les quatre paramètres complexes y du montage émetteur commun sont décrites ci-après. Ces méthodes sont applicables pour des fréquences inférieures à environ 50 MHz.

Les paramètres y peuvent être mesurés en utilisant un pont ayant un transformateur différentiel.

La méthode de mesure est donnée par la figure 18.

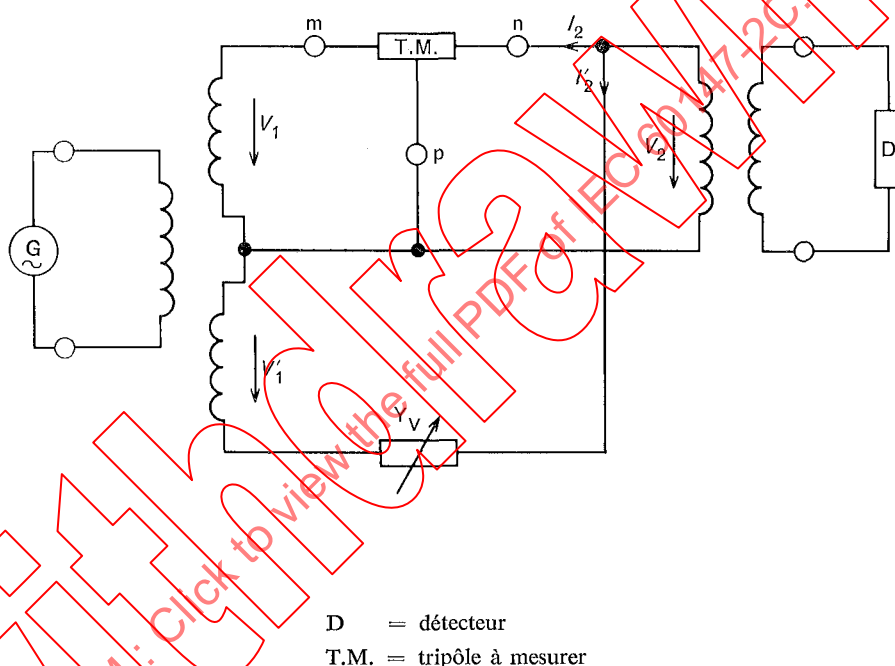


FIG. 18. — Circuit pour la mesure des paramètres complexes y en émetteur commun.

Lorsque le pont est réglé au zéro, les conditions suivantes sont remplies:

$$- I_2 = I'_2 \text{ et } V_2 = 0$$

De plus, comme $V_1 = V'_1$, nous avons la relation:

$$- y_{mn} = Y_v$$

où:

y_{mn} est la transadmittance directe en court-circuit du tripôle à mesurer.

For devices having a very small value of r_{bb} , C_c (e.g. 1 ps), it will be necessary to neutralize or balance out the residual socket and other stray capacitances, and it should be ensured that any harmonics from the signal generator do not affect the result.

14.6 Common-emitter y parameters

Methods of measurement for the four complex common-emitter y parameters are described below. These methods are applicable for frequencies less than about 50 MHz.

The y parameters can be measured by using a bridge of the differential transformer type.

The method of measurement is shown in Figure 18.

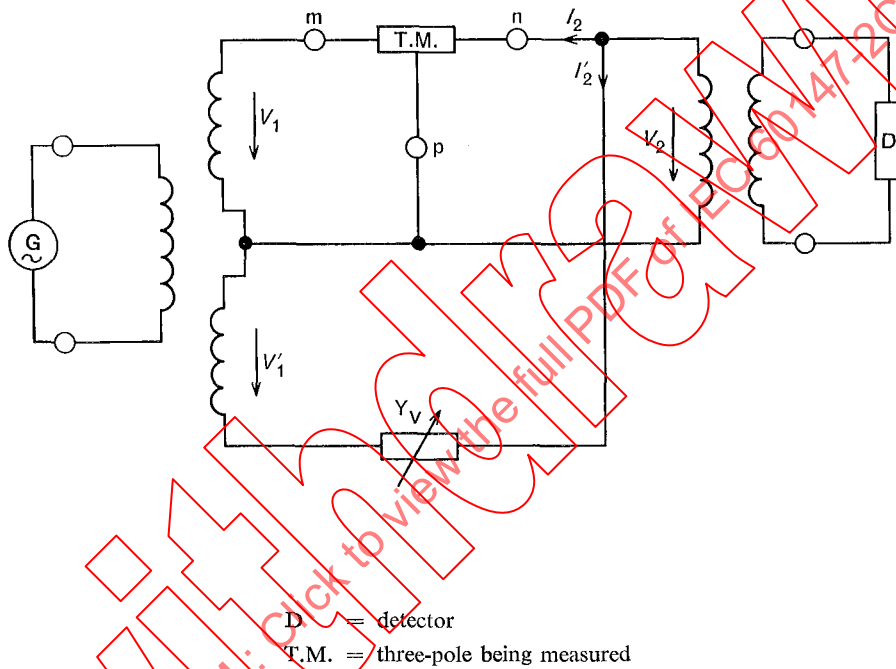


FIG. 18 — Circuit for the measurement of complex common-emitter y parameters.

When the bridge is adjusted for a null, then the following conditions are fulfilled:

$$- I_2 = I'_2 \text{ and } V_2 = 0$$

Furthermore, since $V_1 = V'_1$, the following relation holds:

$$- y_{mn} = Y_V$$

where:

y_{mn} is the short-circuit forward transadmittance of the three-pole to be measured.

Ce tripôle représente le transistor à mesurer, y compris les circuits de polarisation et de découplage. Le circuit du tripôle doit être choisi pour chacun des divers paramètres y du transistor.

La correspondance entre les bornes du transistor et celles du pont m, n et p, pour les divers paramètres y , est donnée par les figures 19, 20, page 52, 21, page 54, et 22, page 56.

La figure 19 indique le circuit tripôle pour la mesure de y_{11e} .

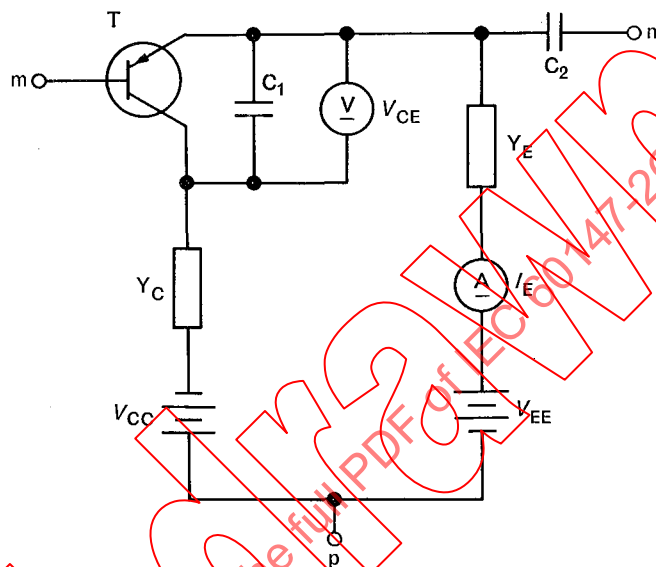


FIG. 19. — Circuit tripôle pour la mesure de y_{11e} .

Les admittances Y_E et Y_C doivent satisfaire aux conditions suivantes:

$$\omega C_2 \gg |Y_C|$$

$$\omega C_2 \gg |Y_E|$$

Ces conditions peuvent être obtenues par exemple en utilisant une résistance en série avec une inductance ou par un circuit accordé parallèle.

De plus, les conditions suivantes doivent être remplies:

$$\omega C_1 \gg |Y_C| \times |h_{21e}|$$

$$\omega C_1 \gg |y_{21e}| \times |h_{21e}|$$

This three-pole represents the transistor to be measured including the suitable biasing circuitry and adequate by-passing. The three-pole circuit has to be chosen according to the various y parameters of the transistor.

The correspondence between the transistor terminals and the bridge terminals m, n and p, for the various y parameters, is shown in Figures 19, 20, page 53, 21, page 55, and 22, page 57.

Figure 19 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{11e} .

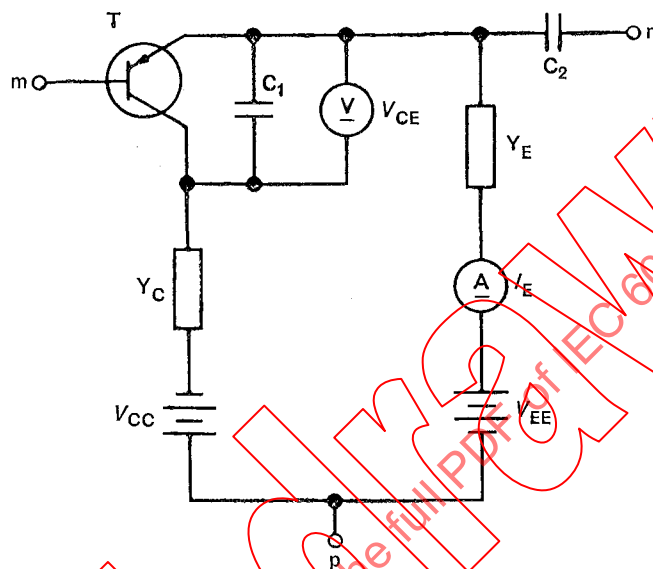


FIG. 19. — Three-pole circuit for the measurement of y_{11e} .

The admittances Y_E and Y_C must satisfy the following conditions:

$$\omega C_2 \gg |Y_C|$$

$$\omega C_2 \gg |Y_E|$$

These conditions can be obtained for instance by using a resistor in series with an inductor or by a parallel tuned circuit.

In addition, the following conditions must be satisfied:

$$\omega C_1 \gg |Y_C| \times |h_{21e}|$$

$$\omega C_1 \gg |y_{21e}| \times |h_{21e}|$$

La figure 20 indique le circuit tripôle pour la mesure de y_{22e} .

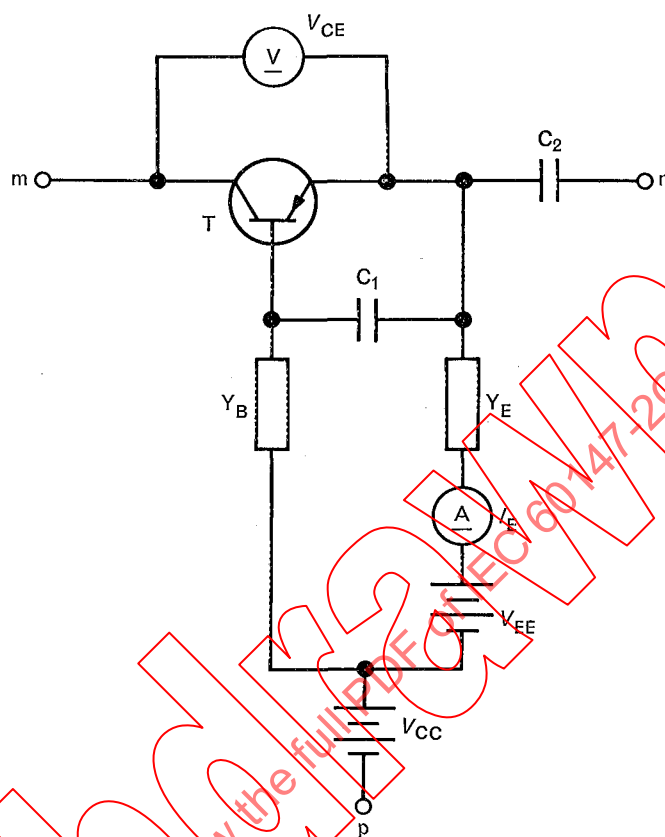


FIG. 20. — Circuit tripôle pour la mesure de y_{22e} .

Conditions :

$$\omega C_1 \gg \left| \frac{y_{12e} \cdot y_{21e}}{y_{22e}} \right|$$

$$\omega C_1 \gg \left| \frac{y_{12e} \cdot Y_B}{y_{22e}} \right|$$

$$\omega C_2 \gg |y_{22e}|$$

Figure 20 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{22e} .

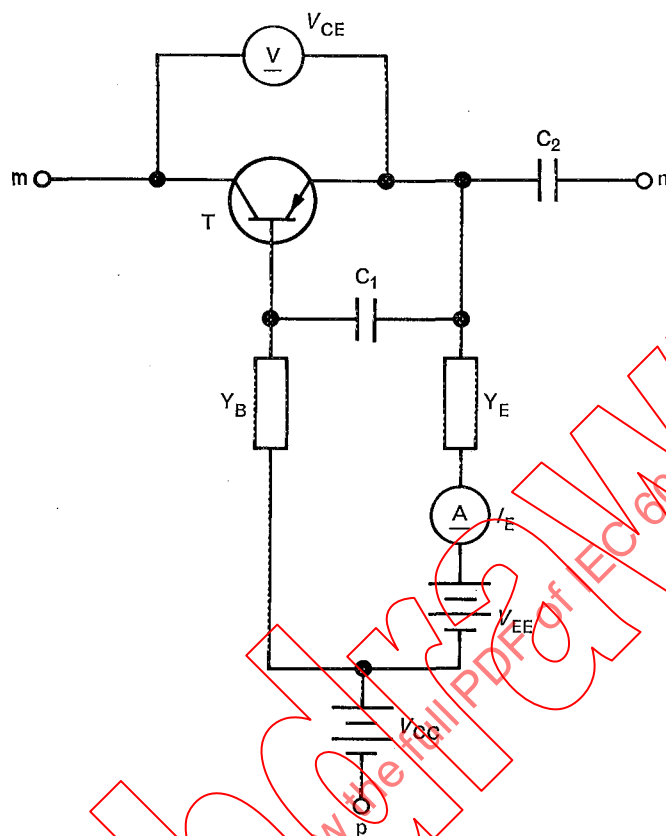


FIG. 20. — Three-pole circuit for the measurement of y_{22e} .

Conditions:

$$\omega C_1 \gg \left| \frac{y_{12e} \cdot y_{21e}}{y_{22e}} \right|$$

$$\omega C_1 \gg \left| \frac{y_{12e} \cdot Y_B}{y_{22e}} \right|$$

$$\omega C_2 \gg |y_{22e}|$$

La figure 21 indique le circuit tripôle pour la mesure de y_{21e} .

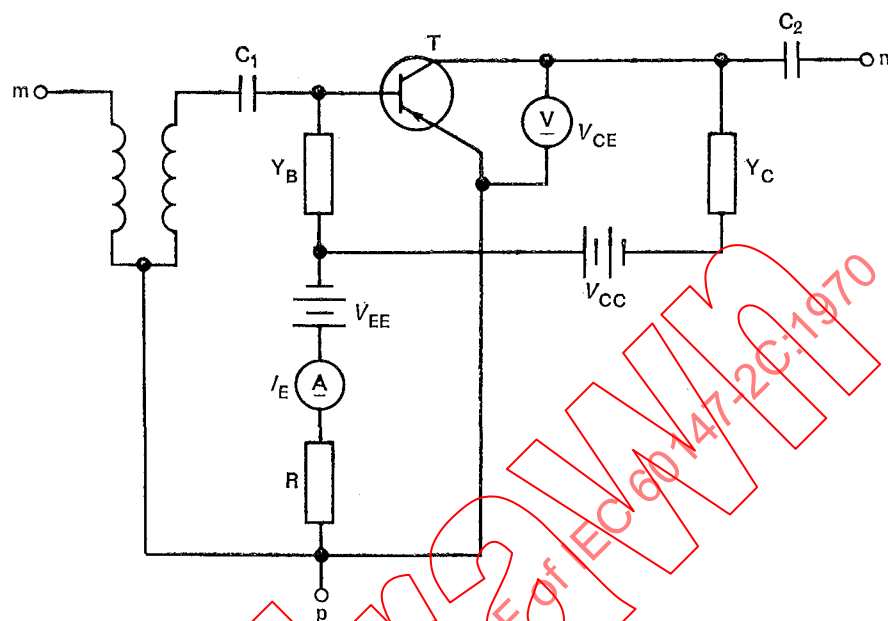


FIG. 21. — Circuit tripôle pour la mesure y_{21e} .

Conditions:

$$\omega C_1 \gg |y_{11e}|$$

$$\omega C_1 \gg |Y_B|$$

$$\omega C_2 \gg |y_{22e}|$$

$$\omega C_2 \gg |Y_C|$$

Note. — Un transformateur inverseur de phase (indiqué sur la figure) doit être ajouté si le pont ne peut pas mesurer une conductance négative.

Figure 21 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{21e} .

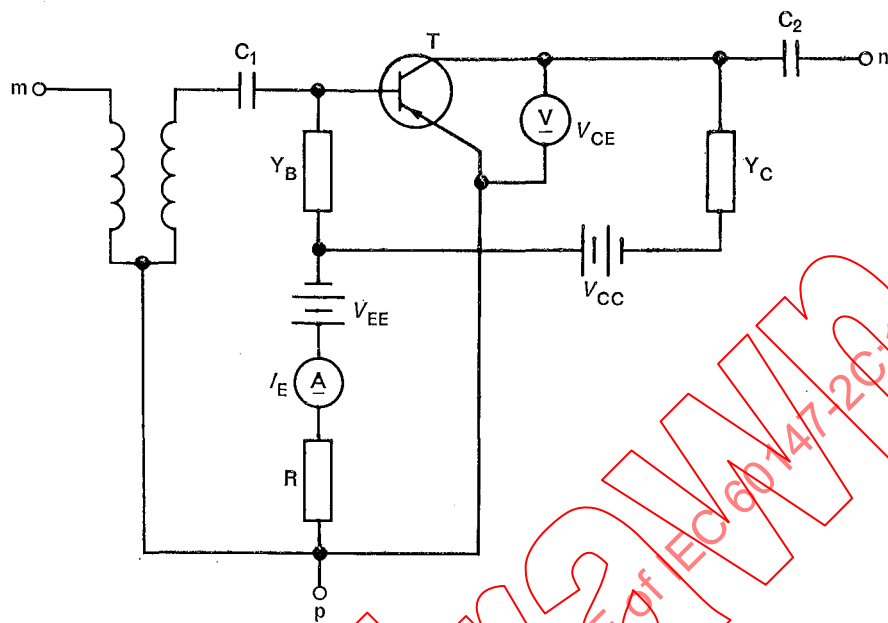


FIG. 21. — Three-pole circuit for the measurement of y_{21e} .

Conditions:

$$\omega C_1 \gg |y_{11e}|$$

$$\omega C_1 \gg |Y_B|$$

$$\omega C_2 \gg |y_{22e}|$$

$$\omega C_2 \gg |Y_C|$$

Note. — A phase reversing transformer (shown in the figure) needs to be added if the bridge is not capable of measuring negative conductance.

La figure 22 indique le circuit tripôle pour la mesure de y_{12e} .

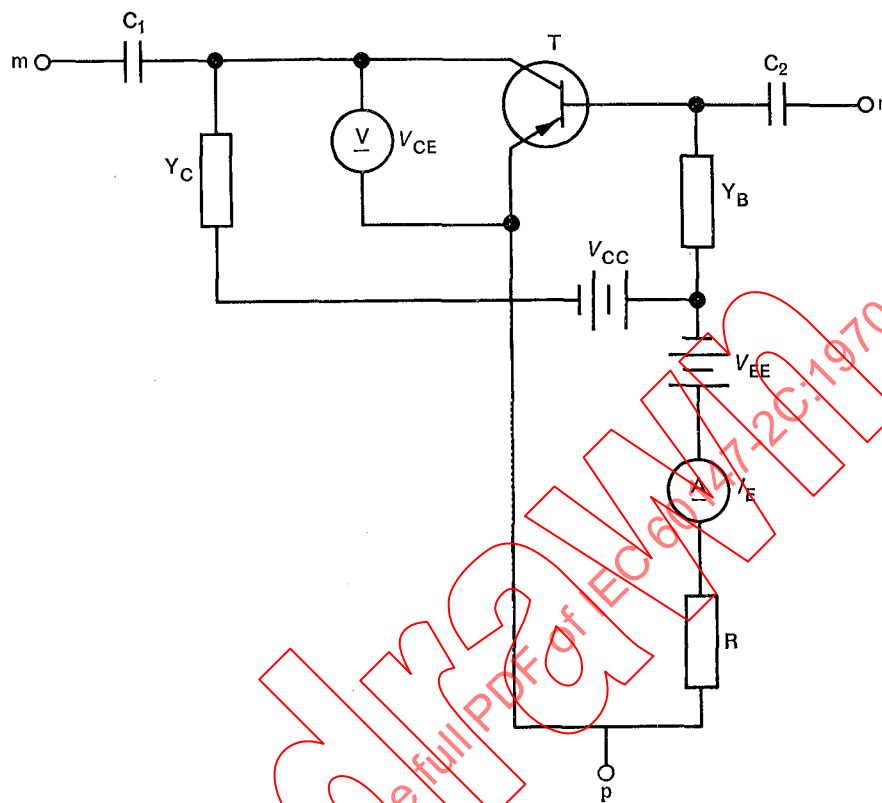


FIG. 22. — Circuit tripôle pour la mesure de y_{12e} .

Conditions :

$$\omega C_1 \gg |y_{22e}|$$

$$\omega C_1 \gg |Y_C|$$

$$\omega C_2 \gg |y_{11e}|$$

$$\omega C_2 \gg |Y_B|$$

Les méthodes de polarisation décrites par ces figures ne sont données qu'à titre indicatif, toute autre méthode compatible avec les règles de l'art peut être utilisée.

Figure 22 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{12e} .

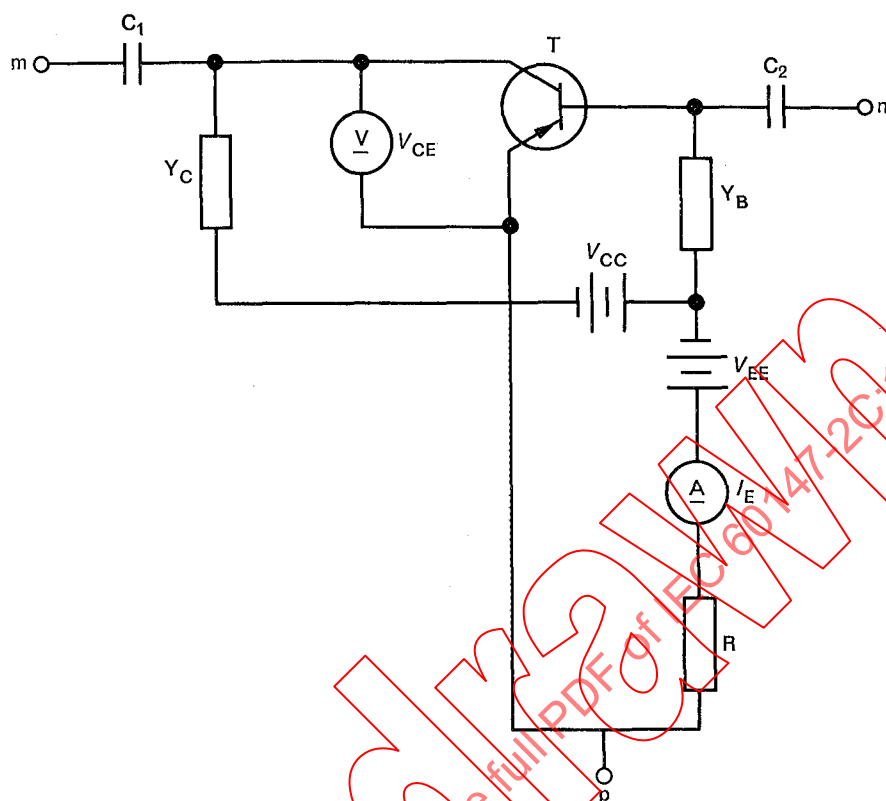


FIG. 22. — Three-pole circuit for the measurement of y_{12e} .

Conditions:

$$\omega C_1 \gg |y_{22e}|$$

$$\omega C_1 \gg |Y_C|$$

$$\omega C_2 \gg |y_{11e}|$$

$$\omega C_2 \gg |Y_B|$$

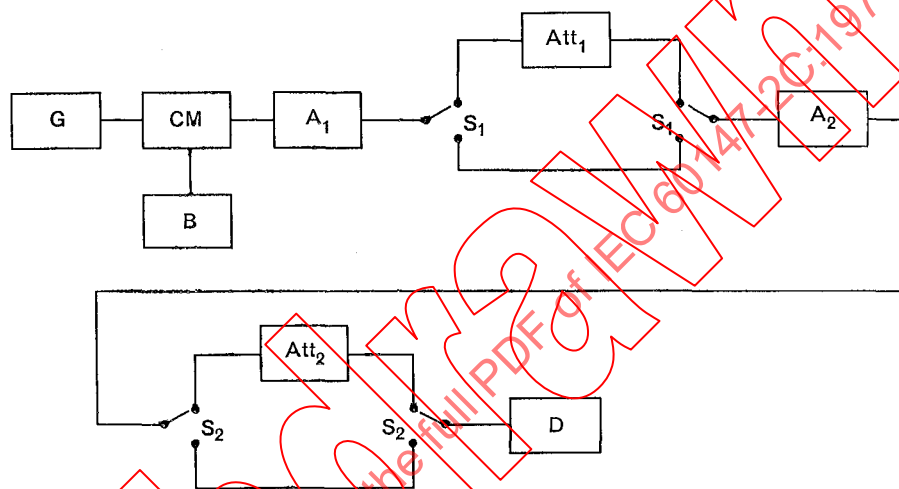
The methods of biasing shown in these figures are given for illustration only, other methods consistent with good engineering practice may also be used.

15. Bruit

15.1 Introduction

Les caractéristiques de bruit d'un transistor doivent être exprimées en facteur de bruit (F). Ce facteur de bruit est défini comme le rapport entre la puissance de bruit disponible totale en sortie lorsque le transistor est connecté à une source et celle due uniquement à la source.

La mesure est faite dans le circuit représenté par le schéma de la figure 23, en utilisant soit une diode de bruit, soit un générateur de signal, comme cela est décrit dans les paragraphes 15.3, 15.4 et 15.5.



- G = générateur
 CM = circuit de mesure du transistor
 B = polarisation
 $A_1 A_2$ = amplificateurs
 $Att_1 Att_2$ = atténuateurs
 D = détecteur avec temps de réponse τ

FIG. 23. — Schéma synoptique fondamental pour la mesure du facteur de bruit.

La valeur de l'impédance de la source du transistor, les conditions de fonctionnement en continu, le montage du circuit, la fréquence de mesure, la largeur de bande de l'amplificateur et la constante de temps du détecteur devront être spécifiés. Si le réseau d'entrée doit être réglé pour donner le bruit optimal, cela devra être également indiqué.

Autant que possible, la méthode de la diode de bruit sera utilisée, mais pour des fréquences inférieures à 1 kHz, une diode de bruit adéquate peut n'être pas disponible; dans ce cas la méthode du générateur de signal sera utilisée.

15. Noise

15.1 Introduction

The noise characteristics of a transistor should be measured in terms of noise figure (F). This noise figure is defined as the ratio of the total available noise power output from the transistor when connected to a source, to that which is generated solely by the source.

The measurement is made in the circuit as outlined in the block diagram of Figure 23, using either a noise diode or a signal generator as described in Sub-clauses 15.3, 15.4 and 15.5.

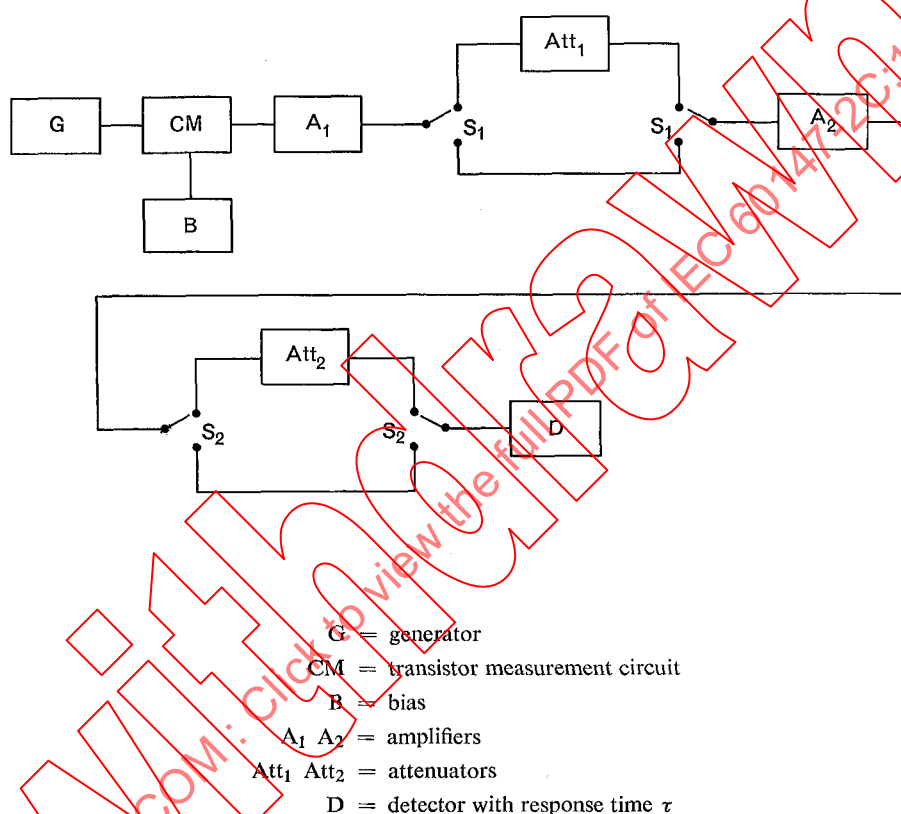


FIG. 23. — Basic block diagram for the measurement of the noise figure.

The value of the transistor source impedance, the d.c. operating conditions, the circuit configuration, the frequency of measurement, the amplifier bandwidth and the detector time constant should be specified. If the input network must be adjusted to give optimum noise performance, this should be indicated.

Where possible, the noise diode method should be used, but for frequencies less than 1 kHz a suitable noise diode may not be available, in which case the signal generator method should be used.

15.2 Conditions générales

15.2.1 Blindage de l'équipement de mesure

L'équipement de mesure doit être très bien blindé et mis à la masse afin d'éviter de recueillir des signaux parasites.

15.2.2 Générateur

On devra employer un générateur convenablement étalonné. Toutes les résistances formant la source de bruit effective pour le transistor à mesurer seront d'un type à faible bruit, telles que des résistances à couche métallique, afin de minimiser le bruit de contact et de claquage. Pour les mesures en HF et en VHF, on doit prendre des précautions pour éviter les erreurs dues à l'inductance série dans le générateur, qui peuvent être importantes surtout aux fréquences les plus élevées.

15.2.3 Alimentations des polarisations

On devra utiliser des batteries ou des alimentations continues à faible ondulation. Toutes les polarisations qu'on applique devront être découplées à la fois pour la haute fréquence et pour la basse fréquence.

15.2.4 Préamplificateur (amplificateur N° 1)

Un amplificateur peut être inséré entre le transistor en mesure et l'atténuateur N° 1, si on le désire. Si ceci est réalisé, le préamplificateur doit essentiellement être linéaire, afin d'éviter des erreurs dans la mesure du facteur de bruit (et les exigences appropriées données dans le paragraphe 15.2.6 doivent être satisfaites).

Le préamplificateur devra comporter un réseau d'adaptation d'impédance entre la sortie du transistor et l'entrée du préamplificateur, afin de réduire la contribution du bruit du second étage.

15.2.5 Atténuateurs

L'atténuateur N° 1 sert à minimiser l'effet de non-linéarité dans l'amplificateur final et dans l'indicateur de bruit, en commandant le gain du système.

L'atténuateur N° 1 peut aussi être employé à des fréquences plus élevées pour déterminer l'effet du bruit de l'amplificateur N° 2 quand le gain du transistor est faible. Un commutateur S_1 est branché en parallèle sur l'atténuateur, comme montré sur la figure 23, page 58. L'emploi de ce commutateur sera décrit dans le paragraphe 15.4.3.

15.2.6 Amplificateur N° 2 (amplificateur final)

Le bruit de l'amplificateur doit être tel que, lorsque le générateur de bruit est coupé, un transistor quelconque en mesure donne au moins une augmentation de 15 dB au-dessus de la lecture due à l'amplificateur final seul sans transistor dans le circuit. Si ceci n'est pas réalisé, l'effet de l'amplificateur sur le facteur de bruit global doit être pris en considération. On peut effectuer commodément cette opération en utilisant l'atténuateur N° 1 (voir paragraphe 15.4.3 ci-après).

On peut employer des amplificateurs finaux du type hétérodyne, mais on doit faire très attention aux réponses image et autres réponses parasites qu'on peut rencontrer avec de tels amplificateurs. Ces réponses parasites doivent être rendues négligeables ou doivent être spécifiées et entrer alors en ligne de compte pour la mesure.

L'amplificateur final doit avoir une impédance d'entrée adaptée à l'atténuateur N° 1 afin que l'affaiblissement soit connu avec précision.