

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**60747-7**

Première édition  
First edition  
1988-11

---

---

**Dispositifs à semiconducteurs –  
Dispositifs discrets**

**Septième partie:  
Transistors bipolaires**

**Semiconductor devices –  
Discrete devices**

**Part 7:  
Bipolar transistors**



Numéro de référence  
Reference number  
CEI/IEC 60747-7: 1988

## Numéros des publications

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

## Publications consolidées

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

## Validité de la présente publication

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

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

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

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

## Terminologie, symboles graphiques et littéraux

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

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

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

## Numbering

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

## Consolidated publications

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

## Validity of this publication

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

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

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

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

## Terminology, graphical and letter symbols

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

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

\* See web site address on title page.

**NORME  
INTERNATIONALE  
INTERNATIONAL  
STANDARD**

**CEI  
IEC**

**60747-7**

Première édition  
First edition  
1988-11

---

---

**Dispositifs à semiconducteurs –  
Dispositifs discrets**

**Septième partie:  
Transistors bipolaires**

**Semiconductor devices –  
Discrete devices**

**Part 7:  
Bipolar transistors**

© IEC 1988 Droits de reproduction réservés — Copyright - all rights reserved

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

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

International Electrotechnical Commission  
Telefax: +41 22 919 0300

e-mail: [inmail@iec.ch](mailto:inmail@iec.ch)

3, rue de Varembe Geneva, Switzerland  
IEC web site <http://www.iec.ch>



Commission Electrotechnique Internationale  
International Electrotechnical Commission  
Международная Электротехническая Комиссия

CODE PRIX  
PRICE CODE **XE**

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

## SOMMAIRE

	Page
PRÉAMBULE .....	6
PRÉFACE .....	6
INDEX DES RÉFÉRENCES CROISÉES .....	8
Articles	
<b>CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS</b>	
1. Note d'introduction .....	10
2. But .....	10
3. Symboles littéraux .....	10
<b>CHAPITRE II: TERMINOLOGIE ET SYMBOLES LITTÉRAUX</b>	
1. Types de transistors .....	12
2. Termes généraux .....	12
3. Montages de circuit .....	14
4. Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques .....	16
5. Paramètres $s$ .....	24
6. Symboles littéraux .....	34
6.1 Symboles littéraux pour les courants, les tensions et les puissances .....	34
6.2 Symboles littéraux pour les paramètres électriques .....	34
6.3 Symboles littéraux pour les autres grandeurs .....	34
6.4 Liste de symboles littéraux .....	36
<b>CHAPITRE III: VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES</b>	
<b>SECTION UN — TRANSISTORS POUR SIGNAUX DE FAIBLE PUISSANCE</b> (à l'exclusion des applications en commutation)	
1. Généralités .....	54
2. Valeurs limites .....	54
3. Caractéristiques .....	56
4. Données d'application (à l'étude) .....	64
<b>SECTION DEUX — TRANSISTORS DE PUISSANCE</b> (à l'exclusion des applications en commutation et en haute fréquence)	
1. Généralités .....	66
2. Valeurs limites .....	66
3. Caractéristiques .....	68
4. Données d'application (à l'étude) .....	70
<b>SECTION TROIS — TRANSISTORS DE PUISSANCE HAUTE FRÉQUENCE POUR</b> <b>APPLICATIONS EN AMPLIFICATEURS ET EN OSCILLATEURS</b>	
1. Type .....	70
2. Matériau semiconducteur .....	70
3. Polarité .....	70
4. Encombrement .....	70
5. Valeurs limites (système des limites absolues) dans la gamme des températures de fonctionnement, sauf indication contraire .....	72
6. Caractéristiques .....	74
7. Informations supplémentaires .....	78
8. Information en fonction de l'environnement et/ou de l'endurance (à l'étude) .....	78

## CONTENTS

	Page
FOREWORD .....	7
PREFACE .....	7
CROSS REFERENCE INDEX .....	9
CHAPTER I: GENERAL	
Clause	
1. Introductory note .....	11
2. Purpose .....	11
3. Letter symbols .....	11
CHAPTER II: TERMINOLOGY AND LETTER SYMBOLS	
1. Types of transistors .....	13
2. General terms .....	13
3. Circuit configurations .....	15
4. Terms related to ratings and characteristics .....	17
5. s-parameters .....	25
6. Letter symbols .....	35
6.1 Letter symbols for currents, voltages and powers .....	35
6.2 Letter symbols for electrical parameters .....	35
6.3 Letter symbols for other quantities .....	35
6.4 List of letter symbols .....	37
CHAPTER III: ESSENTIAL RATINGS AND CHARACTERISTICS	
SECTION ONE — LOW-POWER SIGNAL TRANSISTORS (excluding switching applications)	
1. General .....	55
2. Ratings (limiting values) .....	55
3. Characteristics .....	57
4. Application data (under consideration) .....	65
SECTION TWO — POWER TRANSISTORS (excluding switching and high frequency applications)	
1. General .....	67
2. Ratings (limiting values) .....	67
3. Characteristics .....	69
4. Application data (under consideration) .....	71
SECTION THREE — HIGH-FREQUENCY POWER TRANSISTORS FOR AMPLIFIER AND OSCILLATOR APPLICATIONS	
1. Type .....	71
2. Semiconductor material .....	71
3. Polarity .....	71
4. Outline .....	71
5. Limiting values (absolute maximum system), over the operating temperature range unless otherwise stated .....	73
6. Characteristics .....	75
7. Supplementary information .....	79
8. Environmental and/or endurance test information (under consideration) .....	79

Articles	SECTION QUATRE — TRANSISTORS DE COMMUTATION	Pages
1. Généralités .....		78
2. Valeurs limites .....		80
3. Caractéristiques .....		82
4. Données d'applications (à l'étude) .....		86

## CHAPITRE IV: MÉTHODES DE MESURE GÉNÉRALES ET DE RÉFÉRENCE

### SECTION UN — MÉTHODES DE MESURE GÉNÉRALES

1. Généralités .....	88
2. Courants résiduels collecteur-base ( $I_{CBO}$ ) et émetteur-base ( $I_{EBO}$ ) (méthode en courant continu) .....	88
3. Courants résiduels collecteur-émetteur (méthode en courant continu) ( $I_{CEO}$ , $I_{CER}$ , $I_{CEX}$ , $I_{CES}$ ) .....	88
4. Tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CEsat}$ ) .....	90
5. Tension de saturation base-émetteur ( $V_{BEsat}$ ) .....	94
6. Tension base-émetteur (méthode en courant continu) ( $V_{BE}$ ) .....	96
7. Tension de maintien collecteur-émetteur ( $V_{CEO(sus)}$ , $V_{CER(sus)}$ ) .....	98
8. Capacités .....	102
8.1 Capacité de sortie en montage base commune ( $C_{22b}$ ou $C_{ob}$ ) .....	102
8.2 Capacité collecteur-base ( $C_{cb}$ ) .....	106
9. Paramètres hybrides (petits et forts signaux) .....	108
10. Valeurs limites des tensions et caractéristiques mesurables limitant les tensions d'utilisation ( $V_{(BR)CBO}$ , $V_{(BR)EBO}$ , $I_{S/B}$ ) .....	122
11. Résistance thermique ( $R_{th}$ ) .....	128
12. Temps de commutation ( $t_d$ , $t_r$ , $t_{on}$ , $t_s$ , $t_f$ , $t_{off}$ ) .....	150
13. Paramètres haute fréquence ( $f_T$ , $C_{22b}$ , $Re(h_{11e})$ , $y_{oe}$ , $s_{11}$ ) .....	154
14. Bruit ( $F$ ) .....	186

### SECTION DEUX — MÉTHODES DE MESURE DE RÉFÉRENCE

1. Généralités .....	200
2. Courant résiduel collecteur-base (courant inverse) ( $I_{CBO}$ ) .....	204
3. Courant résiduel émetteur-base (courant inverse) ( $I_{EBO}$ ) .....	206
4. Tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CEsat}$ ) .....	206
5. Tension de saturation base-émetteur ( $V_{BEsat}$ ) .....	212
6. Tension directe base-émetteur ( $V_{BE}$ ) .....	214
7. Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en montage émetteur commun ( $h_{21E}$ ) .....	216
8. Rapport de transfert direct du courant en petits signaux et en montage émetteur commun en basse fréquence ( $h_{21E}$ ) .....	220
9. Paramètres de commutation (à l'étude) .....	222

## CHAPITRE V: RÉCEPTION ET FIABILITÉ

### SECTION UN — ESSAIS D'ENDURANCE ÉLECTRIQUES

1. Exigences générales .....	224
2. Exigences spécifiques .....	224
2.1 Liste des essais d'endurance .....	224
2.2 Conditions pour les essais d'endurance .....	224
2.3 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception .....	224
2.4 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité (à l'étude) ..	224
2.5 Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai .....	224
TABLEAU I — Caractéristiques définissant la défaillance pour réception après les essais d'endurance .....	226
TABLEAU II — Conditions pour les essais d'endurance .....	228

Clause	SECTION FOUR — SWITCHING TRANSISTORS	Page
1. General .....		79
2. Ratings (limiting values) .....		81
3. Characteristics .....		83
4. Application data (under consideration) .....		87

## CHAPTER IV: GENERAL AND REFERENCE MEASURING METHODS

### SECTION ONE — GENERAL MEASURING METHODS

1. General .....	89
2. Collector-base ( $I_{CBO}$ ) and emitter-base ( $I_{EBO}$ ) cut-off currents (d.c. method) .....	89
3. Collector-emitter cut-off currents (d.c. method) ( $I_{CEO}$ , $I_{CER}$ , $I_{CEX}$ , $I_{CES}$ ) .....	89
4. Collector-emitter saturation voltage ( $V_{CEsat}$ ) .....	91
5. Base-emitter saturation voltage ( $V_{BEsat}$ ) .....	95
6. Base-emitter voltage (d.c. method) ( $V_{BE}$ ) .....	97
7. Collector-emitter sustaining voltage ( $V_{CE(sus)}$ , $V_{CER(sus)}$ ) .....	99
8. Capacitances .....	103
8.1 Common-base output capacitance ( $C_{22b}$ or $C_{ob}$ ) .....	103
8.2 Collector-base capacitance ( $C_{cb}$ ) .....	107
9. Hybrid parameters (small-signal and large-signal) .....	109
10. Voltage ratings and measurable characteristics limiting the working voltages ( $V_{(BR)CBO}$ , $V_{(BR)EBO}$ , $I_{S/B}$ ) .....	123
11. Thermal resistance ( $R_{th}$ ) .....	129
12. Switching times ( $t_d$ , $t_r$ , $t_{on}$ , $t_s$ , $t_f$ , $t_{off}$ ) .....	151
13. High-frequency parameters ( $f_T$ , $C_{22b}$ , $Re(h_{11e})$ , $y_{re}$ , $S_{11}$ ) .....	155
14. Noise ( $F$ ) .....	187

### SECTION TWO — REFERENCE MEASURING METHODS

1. General .....	201
2. Collector-base cut-off current (reverse current) ( $I_{CBO}$ ) .....	205
3. Emitter-base cut-off current (reverse current) ( $I_{EBO}$ ) .....	207
4. Collector-emitter saturation voltage ( $V_{CEsat}$ ) .....	207
5. Base-emitter saturation voltage ( $V_{BEsat}$ ) .....	213
6. Base-emitter forward voltage ( $V_{BE}$ ) .....	215
7. Static value of common-emitter forward current transfer ratio ( $h_{21E}$ ) .....	217
8. Small-signal common-emitter forward current transfer ratio at low frequencies ( $h_{21E}$ ) .....	221
9. Switching parameters (under consideration) .....	223

## CHAPTER V: ACCEPTANCE AND RELIABILITY

### SECTION ONE — ELECTRICAL ENDURANCE TESTS

1. General requirements .....	225
2. Specific requirements .....	225
2.1 List of endurance tests .....	225
2.2 Conditions for endurance tests .....	225
2.3 Failure-defining characteristics and failure criteria for acceptance tests (under consideration) .....	225
2.4 Failure-defining characteristics and failure criteria for reliability tests .....	225
2.5 Procedure in case of a testing error .....	225
TABLE I — Failure-defining characteristics for acceptance after endurance tests .....	227
TABLE II — Conditions for the endurance tests .....	229

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

**DISPOSITIFS DISCRETS ET CIRCUITS  
INTÉGRÉS À SEMICONDUCTEURS**

**Septième partie: Transistors bipolaires**

PRÉAMBULE

- 1) Les décisions ou accords officiels de la CEI en ce qui concerne les questions techniques, préparés par des Comités d'Etudes où sont représentés tous les Comités nationaux s'intéressant à ces questions, expriment dans la plus grande mesure possible un accord international sur les sujets examinés.
- 2) Ces décisions constituent des normes internationales et sont agréées comme telles par les Comités nationaux.
- 3) Dans le but d'encourager cette unification internationale, la CEI 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 normes de la CEI dans la mesure où les conditions nationales le permettent.

PRÉFACE

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

La Publication 747-7 de la CEI constitue la septième partie d'une norme générale sur les dispositifs à semiconducteurs, la Publication 747 de la CEI. En plus des normes générales de la Publication 747-1, les normes données dans la présente publication complètent les normes sur les transistors bipolaires.

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

Les informations relatives aux circuits intégrés figurant dans les Publications 147 et 148 de la CEI sont incorporées dans les Publications 747-1 et 748 de la CEI.

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

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

## INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

**SEMICONDUCTOR DISCRETE DEVICES  
AND INTEGRATED CIRCUITS****Part 7: Bipolar transistors**

## FOREWORD

- 1) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters, prepared by Technical Committees on which all the National Committees having a special interest therein are represented, express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the subjects dealt with.
- 2) They have the form of standards for international use and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 3) In order to promote this international unification, the IEC expresses the wish that all National Committees having as yet no national rules, when preparing such rules, should use the IEC standards as the fundamental basis for these rules in so far as national conditions will permit.

## PREFACE

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

IEC Publication 747-7 constitutes Part 7 of IEC Publication 747, a general standard on semiconductor devices. In addition to the general standards of Publication 747-1, the standards given in the present publication complete the standards on bipolar transistors.

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

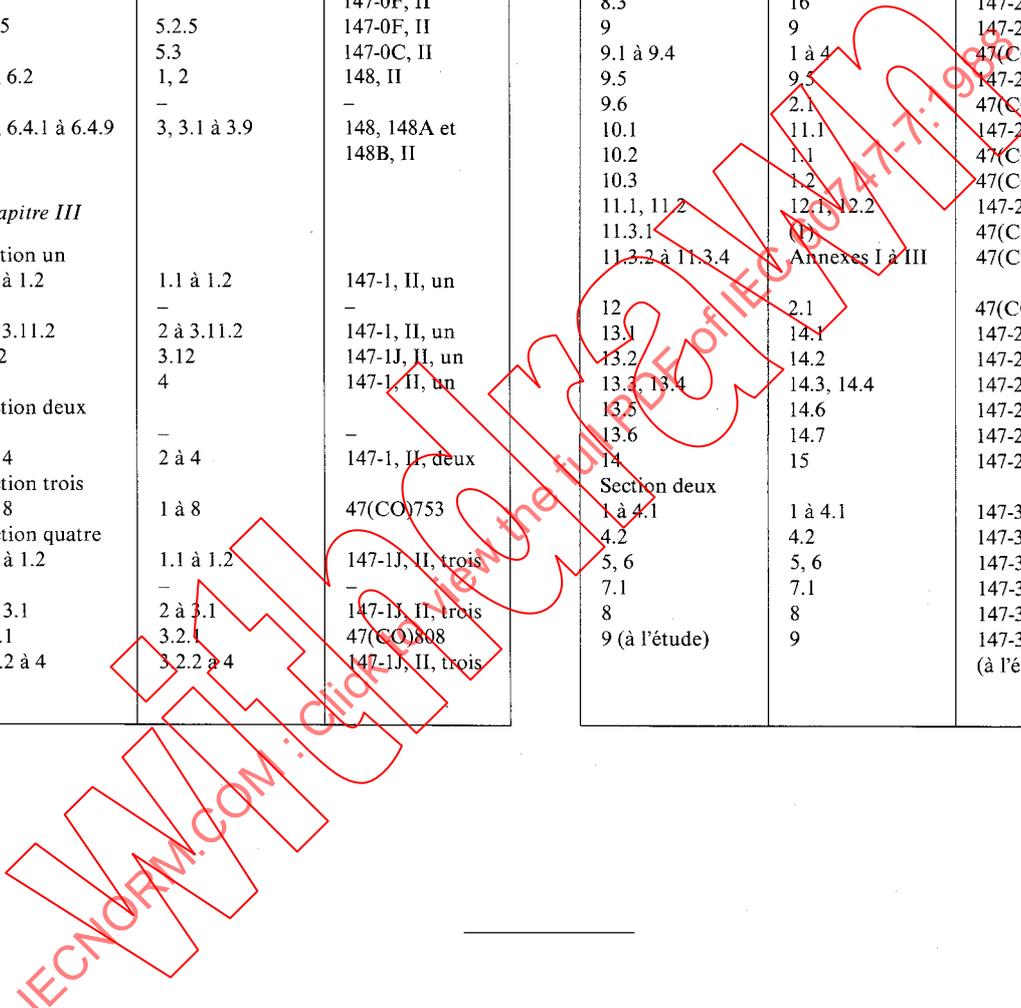
Material concerning integrated circuits found in IEC Publications 147 and 148 is included in IEC Publication 747-1 and 748.

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

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

INDEX DES RÉFÉRENCES CROISÉES

Nouveau paragraphe	Ancien paragraphe	Document ou publication	Nouveau paragraphe	Ancien paragraphe	Document ou publication
<i>Chapitre II</i>			<i>Chapitre IV</i>		
1 à 3	1 à 3	147-0, II	Section un		
4.1	4.1	147-0, II	1	1	147-2M, II
4.2	B, 4.2	(CO)981	2.1	2	147-2M, II
4.3 à 4.13	4.3 à 4.13	147-0, II	2.2	3	147-2M, II
4.14 à 4.19	4.17 à 4.22	147-0, II	3	17	147-2M, II
4.20	4.23	147-0F, II	4 à 6	4 à 6	147-2M, II
5.1	5.1	147-0C, II	7	1.1	47(CO)888
5.2.1 à 5.2.4	5.2.1 à 5.2.4	147-0C et 147-0F, II	8.1, 8.2	8.1, 8.2	147-2M, II
5.2.5	5.2.5	147-0F, II	8.3	16	147-2M, II
5.3	5.3	147-0C, II	9	9	147-2, II
6.1, 6.2	1, 2	148, II	9.1 à 9.4	1 à 4	47(CO)887
6.3	—	—	9.5	9.5	147-2, II
6.4, 6.4.1 à 6.4.9	3, 3.1 à 3.9	148, 148A et 148B, II	9.6	2.1	47(CO)810
<i>Chapitre III</i>			10.1	11.1	147-2C, II
Section un			10.2	1.1	47(CO)888
1.1 à 1.2	1.1 à 1.2	147-1, II, un	10.3	1.2	47(CO)888
1.3	—	—	11.1, 11.2	12.1, 12.2	147-2C, II
2 à 3.11.2	2 à 3.11.2	147-1, II, un	11.3.1	(1)	47(CO)886
3.12	3.12	147-1J, II, un	11.3.2 à 11.3.4	Annexes I à III	47(CO)886
4	4	147-1, II, un	12	2.1	47(CO)756
Section deux			13.1	14.1	147-2C, II
1	—	—	13.2	14.2	147-2M, II
2 à 4	2 à 4	147-1, II, deux	13.3, 13.4	14.3, 14.4	147-2C, II
Section trois			13.5	14.6	147-2C, II
1 à 8	1 à 8	47(CO)753	13.6	14.7	147-2M, II
Section quatre			14	15	147-2, II
1.1 à 1.2	1.1 à 1.2	147-1J, II, trois	Section deux		
1.3	—	—	1 à 4.1	1 à 4.1	147-3, II
2 à 3.1	2 à 3.1	147-1J, II, trois	4.2	4.2	147-3A, II
3.2.1	3.2.1	47(CO)808	5, 6	5, 6	147-3, II
3.2.2 à 4	3.2.2 à 4	147-1J, II, trois	7.1	7.1	147-3A, II
			8	8	147-3A, II
			9 (à l'étude)	9	147-3, II (à l'étude)



## CROSS REFERENCE INDEX

New clause number	Old clause number	Document or Publication	New clause number	Old clause number	Document or Publication
<i>Chapter II</i>			<i>Chapter IV</i>		
1 to 3	1 to 3	147-0, II	<i>Section One</i>		
4.1	4.1	147-0, II	1	1	147-2M, II
4.2	B, 4.2	(CO)981	2.1	2	147-2M, II
4.3 to 4.13	4.3 to 4.13	147-0, II	2.2	3	147-2M, II
4.14 to 4.19	4.17 to 4.22	147-0, II	3	17	147-2M, II
4.20	4.23	147-0F, II	4 to 6	4 to 6	147-2M, II
5.1	5.1	147-0C, II	7	1.1	47(CO)888
5.2.1 to 5.2.4	5.2.1 to 5.2.4	147-0C and 147-0F, II	8.1, 8.2	8.1, 8.2	147-2M, II
5.2.5	5.2.5	147-0F, II	8.3	16	147-2M, II
5.3	5.3	147-0C, II	9	9	147-2, II
6.1, 6.2	1, 2	148, II	9.1 to 9.4	1 to 4	47(CO)887
6.3	—	—	9.5	9.5	147-2, II
6.4, 6.4.1 to 6.4.9	3, 3.1 to 3.9	148, 148A and 148B, II	9.6	2.1	47(CO)810
<i>Chapter III</i>			10.1	11.1	147-2C, II
<i>Section One</i>			10.2	1.1	47(CO)888
1.1 to 1.2	1.1 to 1.2	147-1, II, One	10.3	1.2	47(CO)888
1.3	—	—	11.1, 11.2	12.1, 12.2	147-2C, II
2 to 3.11.2	2 to 3.11.2	147-1, II, One	11.3.1	(1)	47(CO)886
3.12	3.12	147-IJ, II, One	11.3.2 to 11.3.4	Appendices I to III	47(CO)886
4	4	147-1, II, One	12	2.1	47(CO)756
<i>Section Two</i>			13.1	14.1	147-2C, II
1	—	—	13.2	14.2	147-2M, II
2 to 4	2 to 4	147-1, II, Two	13.3, 13.4	14.3, 14.4	147-2C, II
<i>Section Three</i>			13.5	14.6	147-2C, II
1 to 8	1 to 8	47(CO)753	13.6	14.7	147-2M, II
<i>Section Four</i>			14	15	147-2, II
1.1 to 1.2	1.1 to 1.2	147-II, II, Three	<i>Section Two</i>		
1.3	—	—	1 to 4.1	1 to 4.1	147-3, II
2 to 3.1	2 to 3.1	147-IJ, II, Three	4.2	4.2	147-3A, II
3.2.1	3.2.1	47(CO)808	5, 6	5, 6	147-3, II
3.2.2 to 4	3.2.2 to 4	147-IJ, II, Three	7.1	7.1	147-3A, II
			8	8	147-3A, II
			9 (under con- sideration)	9	147-3, II (under con- sideration)

## CHAPITRE I: GÉNÉRALITÉS

### 1. Note d'introduction

La présente publication doit être utilisée avec la Publication 747-1 qui donne les informations de base sur:

- la terminologie;
- les symboles littéraux;
- les valeurs limites et caractéristiques essentielles;
- les méthodes de mesure;
- la réception et la fiabilité.

L'ordre des différents chapitres dans la présente publication est conforme à la Publication 747-1, chapitre III, paragraphe 2.1.

### 2. But

La présente publication donne les normes pour les sous-catégories suivantes des transistors bipolaires:

- transistors pour signaux de faible puissance (à l'exclusion des applications en commutation);
- transistors de puissance (à l'exclusion des applications en commutation et en haute fréquence);
- transistors de puissance haute fréquence pour applications en amplificateurs et en oscillateurs;
- transistors de commutation.

### 3. Symboles littéraux

S'ils existent, les symboles littéraux ont été ajoutés aux termes dans les titres. Quand plusieurs formes distinctives d'un symbole littéral existent, la forme la plus souvent utilisée est donnée.

---

## CHAPTER I: GENERAL

### 1. Introductory note

As a rule, it will be necessary to use Publication 747-1 together with the present publication. In 747-1 the user will find all basic information on:

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

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

### 2. Purpose

The present publication gives standards for the following subcategories of bipolar transistors:

- low power signal transistors (excluding switching applications);
- power transistors (excluding switching and high-frequency applications);
- high frequency power transistors for amplifier and oscillator applications;
- switching transistors.

### 3. Letter symbols

Mostly, existing letter symbols are added to the terms in titles. When several distinct forms exist, the most commonly used form is given.

---

## CHAPITRE II: TERMINOLOGIE ET SYMBOLES LITTÉRAUX

### 1. Types de transistor

#### 1.1 *Transistor à jonctions*

Transistor possédant une région de base et deux jonctions ou plus.

*Note.* — Le fonctionnement d'un transistor à jonctions dépend de l'injection de porteurs minoritaires dans la région de base.

#### 1.2 *Transistor bidirectionnel*

Transistor qui a sensiblement les mêmes caractéristiques électriques lorsque les bornes normalement désignées comme émetteur et collecteur sont interchangées.

*Note.* — Les transistors bidirectionnels sont souvent appelés transistors symétriques. Ce terme est, cependant, déconseillé car il peut donner la fausse idée d'un transistor idéalement symétrique.

#### 1.3 *Transistor tétrade*

Transistor à quatre électrodes, généralement transistor conventionnel à jonctions, ayant deux électrodes de base séparées et deux bornes de base.

#### 1.4 *Transistor unipolaire*

Transistor qui utilise des porteurs de charge d'une seule polarité.

### 2. Termes généraux

#### 2.1 *Borne de base*

Point de connexion spécifié, accessible extérieurement, qui est relié à la région de base.

#### 2.2 *Borne du collecteur*

Point de connexion spécifié, accessible extérieurement, qui est relié à la région du collecteur.

#### 2.3 *Borne de l'émetteur*

Point de connexion spécifié, accessible extérieurement, qui est relié à la région de l'émetteur.

#### 2.4 *Région de collecteur*

Région située entre la jonction collecteur et l'électrode de collecteur d'un transistor.

#### 2.5 *Région d'émetteur*

Région située entre la jonction émetteur et l'électrode d'émetteur d'un transistor.

#### 2.6 *Région de base*

Région située entre les jonctions émetteur et collecteur d'un transistor.

## CHAPTER II: TERMINOLOGY AND LETTER SYMBOLS

### 1. Types of transistor

#### 1.1 Junction transistor

Transistor having a base region and two or more junctions.

*Note.* — The operation of a junction transistor depends upon the injection of minority carriers into the base region.

#### 1.2 Bi-directional transistor

A transistor which has substantially the same electrical characteristics when the terminals normally designated as emitter and collector are interchanged.

*Note.* — Bi-directional transistors are sometimes called symmetrical transistors. This term, however, is deprecated as it might give the incorrect impression of an ideally symmetrical transistor.

#### 1.3 Tetrode transistor

A four-electrode transistor, usually a conventional junction transistor having two separate base electrodes and two base terminals.

#### 1.4 Unipolar transistor

A transistor which utilizes charge carriers of only one polarity.

### 2. General terms

#### 2.1 Base terminal

The specified externally available point of connection to the base region.

#### 2.2 Collector terminal

The specified externally available point of connection to the collector region.

#### 2.3 Emitter terminal

The specified externally available point of connection to the emitter region.

#### 2.4 Collector region

A region between the collector junction and the collector electrode of a transistor.

#### 2.5 Emitter region

A region between the emitter junction and the emitter electrode of a transistor.

#### 2.6 Base region

A region between the emitter and collector junctions of a transistor.

### 2.7 *Jonction collecteur*

Jonction entre les régions de base et de collecteur normalement polarisée dans le sens inverse, et que les porteurs de charge provenant d'une région où ils sont minoritaires traversent pour arriver dans une région où ils sont majoritaires.

### 2.8 *Jonction émetteur*

Jonction entre les régions de base et d'émetteur normalement polarisée dans le sens direct, et que les porteurs de charge provenant d'une région où ils sont majoritaires traversent pour arriver dans une région où ils sont minoritaires.

## 3. **Montages de circuit**

### 3.1 *Base commune*

Montage de circuit dans lequel la borne de base est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie et dans lequel la borne d'entrée est celle de l'émetteur et la borne de sortie, celle du collecteur.

### 3.2 *Base commune inverse*

Montage de circuit dans lequel la borne de base est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie et dans lequel la borne d'entrée est celle du collecteur et la borne de sortie, celle de l'émetteur.

### 3.3 *Collecteur commun*

Montage de circuit dans lequel la borne du collecteur est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie et dans lequel la borne d'entrée est celle de la base et la borne de sortie, celle de l'émetteur.

### 3.4 *Collecteur commun inverse*

Montage de circuit dans lequel la borne du collecteur est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie et dans lequel la borne d'entrée est celle de l'émetteur et la borne de sortie, celle de la base.

### 3.5 *Émetteur commun*

Montage de circuit dans lequel la borne de l'émetteur est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie et dans lequel la borne d'entrée est celle de la base et la borne de sortie, celle du collecteur.

### 3.6 *Émetteur commun inverse*

Montage de circuit dans lequel la borne de l'émetteur est commune au circuit d'entrée et au circuit de sortie et dans lequel la borne d'entrée est celle du collecteur et la borne de sortie, celle de la base.

### 2.7 *Collector junction*

A junction between the base and collector regions normally biased in the reverse direction, and through which the charge carriers flow from a region in which they are minority carriers to one in which they are majority carriers.

### 2.8 *Emitter junction*

A junction between the base and emitter regions normally biased in the forward direction, and through which the charge carriers flow from a region in which they are majority carriers to one in which they are minority carriers.

## 3. **Circuit configurations**

### 3.1 *Common base*

Circuit configuration in which the base terminal is common to the input circuit and to the output circuit and in which the input terminal is the emitter terminal and the output terminal is the collector terminal.

### 3.2 *Inverse common base*

Circuit configuration in which the base terminal is common to the input circuit and to the output circuit and in which the input terminal is the collector terminal and the output terminal is the emitter terminal.

### 3.3 *Common collector*

Circuit configuration in which the collector terminal is common to the input circuit and to the output circuit and in which the input terminal is the base terminal and the output terminal is the emitter terminal.

### 3.4 *Inverse common collector*

Circuit configuration in which the collector terminal is common to the input circuit and to the output circuit and in which the input terminal is the emitter terminal and the output terminal is the base terminal.

### 3.5 *Common emitter*

Circuit configuration in which the emitter terminal is common to the input circuit and to the output circuit and in which the input terminal is the base terminal and the output terminal is the collector terminal.

### 3.6 *Inverse common emitter*

Circuit configuration in which the emitter terminal is common to the input circuit and to the output circuit and in which the input terminal is the collector terminal and the output terminal is the base terminal.

## 4. Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques

### 4.1 Tension de pénétration

Valeur de la tension collecteur-base au-delà de laquelle la tension émetteur-base en circuit ouvert augmente presque linéairement lorsque la tension collecteur-base augmente.

*Notes 1.* — A cette tension, la couche diélectrique du collecteur s'étend à travers la base jusqu'à la couche diélectrique de l'émetteur.

2. — «Reach-through voltage» est un terme également utilisé aux Etats-Unis d'Amérique.

### 4.2 Tensions de saturation

#### 4.2.1 Tension de saturation collecteur-émetteur

Tension entre les électrodes de collecteur et d'émetteur dans des conditions de courant de base ou de tension base-émetteur au-delà desquelles le courant collecteur demeure pratiquement constant quand le courant ou la tension de base augmente.

*Note.* — C'est la tension entre les électrodes de collecteur et d'émetteur quand les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont toutes deux polarisées en direct.

#### 4.2.2 Tension de saturation base-émetteur

Tension entre les électrodes de base et d'émetteur dans des conditions de courant de base ou de tension base-émetteur au-delà desquelles le courant collecteur demeure pratiquement constant quand le courant ou la tension de base augmente.

*Note.* — C'est la tension entre les électrodes de base et d'émetteur quand les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont toutes deux polarisées en direct.

### 4.3 Courant résiduel

Courant inverse de la jonction collecteur-base (ou émetteur-base) quand l'émetteur (ou le collecteur) est en circuit ouvert, la tension inverse étant spécifiée.

### 4.4 Résistance série du collecteur

Résistance entre la borne du collecteur et le point interne inaccessible du collecteur dans un circuit équivalent.

### 4.5 Résistance série de l'émetteur

Résistance entre la borne de l'émetteur et le point interne inaccessible de l'émetteur dans un circuit équivalent.

### 4.6 Résistance de saturation

Résistance entre les bornes du collecteur et de l'émetteur dans des conditions spécifiées de courant de base et de courant collecteur lorsque ce dernier est limité par le circuit extérieur.

*Note.* — La résistance de saturation peut être déterminée soit comme le rapport entre la tension totale et le courant total, soit comme le rapport entre la tension différentielle et le courant différentiel; la méthode de détermination doit être indiquée.

### 4.7 Résistance extrinsèque de base

Résistance entre la borne de la base et le point interne inaccessible de la base dans un circuit équivalent.

#### 4. Terms related to ratings and characteristics

##### 4.1 *Punch-through voltage*

The value of the collector-base voltage above which the open-circuit emitter-base voltage increases almost linearly with increasing collector-base voltage.

*Notes 1.* — At this voltage, the collector depletion layer extends through the base to the emitter depletion layer.

2. — “Reach-through voltage” is a term also used in the U.S.A.

##### 4.2 *Saturation voltages*

###### 4.2.1 *Collector-emitter saturation voltage*

The voltage between the collector and emitter electrodes under conditions of base current or base-emitter voltage beyond which the collector current remains essentially constant as the base current or voltage is increased.

*Note.* — This is the voltage between the collector and emitter electrodes when both the base-emitter and base-collector junctions are forward biased.

###### 4.2.2 *Base-emitter saturation voltage*

The voltage between the base and emitter electrodes under conditions of base current or base-emitter voltage beyond which the collector current remains essentially constant as the base current or voltage is increased.

*Note.* — This is the voltage between the base and emitter electrodes when both the base-emitter and base-collector junctions are forward biased.

##### 4.3 *Cut-off current (reverse current)*

Reverse current of the base-collector junction (or base-emitter junction) when the emitter (or the collector) is open-circuited, the reverse voltage being specified.

##### 4.4 *Collector series resistance*

The resistance between the collector terminal and the internal inaccessible collector point in an equivalent circuit.

##### 4.5 *Emitter series resistance*

The resistance between the emitter terminal and the internal inaccessible emitter point in an equivalent circuit.

##### 4.6 *Saturation resistance*

The resistance between collector and emitter terminals under specified conditions of base current and collector current when the collector current is limited by the external circuit.

*Note.* — The saturation resistance may be determined either as the ratio of total voltage to total current or as the ratio of differential voltage to differential current; the method of determination has to be specified.

##### 4.7 *Extrinsic base resistance*

The resistance between the base terminal and the internal inaccessible base point in an equivalent circuit.

#### 4.8 *Capacité de transition de l'émetteur*

La portion de la capacité d'une jonction émetteur-base qui est associée à sa couche diélectrique.

*Note.* — La capacité de transition de l'émetteur est fonction de la différence totale de potentiel dans la couche diélectrique.

#### 4.9 *Capacité de transition du collecteur*

La portion de la capacité d'une jonction collecteur-base qui est associée à sa couche diélectrique.

*Note.* — La capacité de transition du collecteur est fonction de la différence totale de potentiel dans la couche diélectrique.

#### 4.10 *Retard à la croissance (d'un transistor de commutation)*

Temps écoulé entre l'application aux bornes d'entrée, d'une impulsion qui commute le transistor d'un état non conducteur à un état conducteur et l'apparition aux bornes de sortie, de l'impulsion due aux porteurs de charge.

*Note.* — Ce temps est habituellement mesuré entre les points correspondant à 10% de l'amplitude de l'impulsion appliquée et à 10% de l'amplitude de l'impulsion à la sortie (voir figure 1, page 20).

#### 4.11 *Temps de croissance (d'un transistor de commutation)*

Temps écoulé entre les instants où la grandeur de l'impulsion aux bornes de sortie atteint, respectivement, des limites inférieure et supérieure spécifiées quand le transistor est commuté de son état non conducteur à son état conducteur.

*Note.* — Les limites inférieure et supérieure sont habituellement 10% et 90%, respectivement, de l'amplitude de l'impulsion à la sortie (voir figure 1).

#### 4.12 *Retard à la décroissance (d'un transistor de commutation)*

Temps écoulé entre le début de la décroissance de l'impulsion appliquée aux bornes d'entrée et le début de la décroissance de l'impulsion engendrée par les porteurs de charge aux bornes de sortie.

*Note.* — Ce temps est habituellement mesuré entre les valeurs à 90% des amplitudes des deux impulsions (voir figure 1).

#### 4.13 *Temps de décroissance (d'un transistor de commutation)*

Temps écoulé entre les instants où la grandeur de l'impulsion aux bornes de sortie atteint, respectivement, des limites supérieure et inférieure spécifiées quand le transistor commute de son état conducteur à son état non conducteur.

*Note.* — Les limites supérieure et inférieure sont habituellement 90% et 10%, respectivement, de l'amplitude de l'impulsion à la sortie (voir figure 1).

#### 4.14 *Fréquence maximale d'oscillation*

Fréquence maximale à laquelle on peut faire osciller un transistor dans des conditions spécifiées.

*Note.* — Cette fréquence se rapproche de celle à laquelle le gain en puissance disponible maximal a diminué jusqu'à l'unité.

#### 4.8 *Emitter depletion layer capacitance*

The part of the capacitance across an emitter-base junction that is associated with its depletion layer.

*Note.* — The emitter depletion layer capacitance is a function of the total potential difference across the depletion layer.

#### 4.9 *Collector depletion layer capacitance*

The part of the capacitance across a collector-base junction that is associated with its depletion layer.

*Note.* — The collector depletion layer capacitance is a function of the total potential difference across the depletion layer.

#### 4.10 *Delay time (of a switching transistor)*

The time interval between the application at the input terminals of a pulse which is switching the transistor from a non-conducting to a conducting state, and the appearance at the output terminals of the pulse induced by the charge carriers.

*Note.* — The time is usually measured between points corresponding to 10% of the amplitude of the applied pulse and of the output pulse, respectively (see Figure 1, page 21).

#### 4.11 *Rise time (of a switching transistor)*

The time interval between the instants at which the magnitude of the pulse at the output terminals reaches specified lower and upper limits, respectively, when the transistor is being switched from its non-conducting to its conducting state.

*Note.* — The lower and upper limits are usually 10% and 90%, respectively, of the amplitude of the output pulse (see Figure 1).

#### 4.12 *Carrier storage time (of a switching transistor)*

The time interval between the beginning of the fall of the pulse applied to the input terminals and the beginning of the fall of the pulse generated by charge carriers at the output terminals.

*Note.* — The time is generally measured between the 90% values of the two pulse amplitudes (see Figure 1).

#### 4.13 *Fall time (of a switching transistor)*

The time interval between the instants at which the magnitude of the pulse at the output terminals reaches specified upper and lower limits, respectively, when the transistor is being switched from its conducting to its non-conducting state.

*Note.* — The upper and lower limits are usually 90% and 10%, respectively, of the amplitude of the output pulse (see Figure 1).

#### 4.14 *Maximum frequency of oscillation*

The maximum frequency at which a transistor can be made to oscillate under specified conditions.

*Note.* — This approximates to the frequency at which the maximum available power gain has decreased to unity.

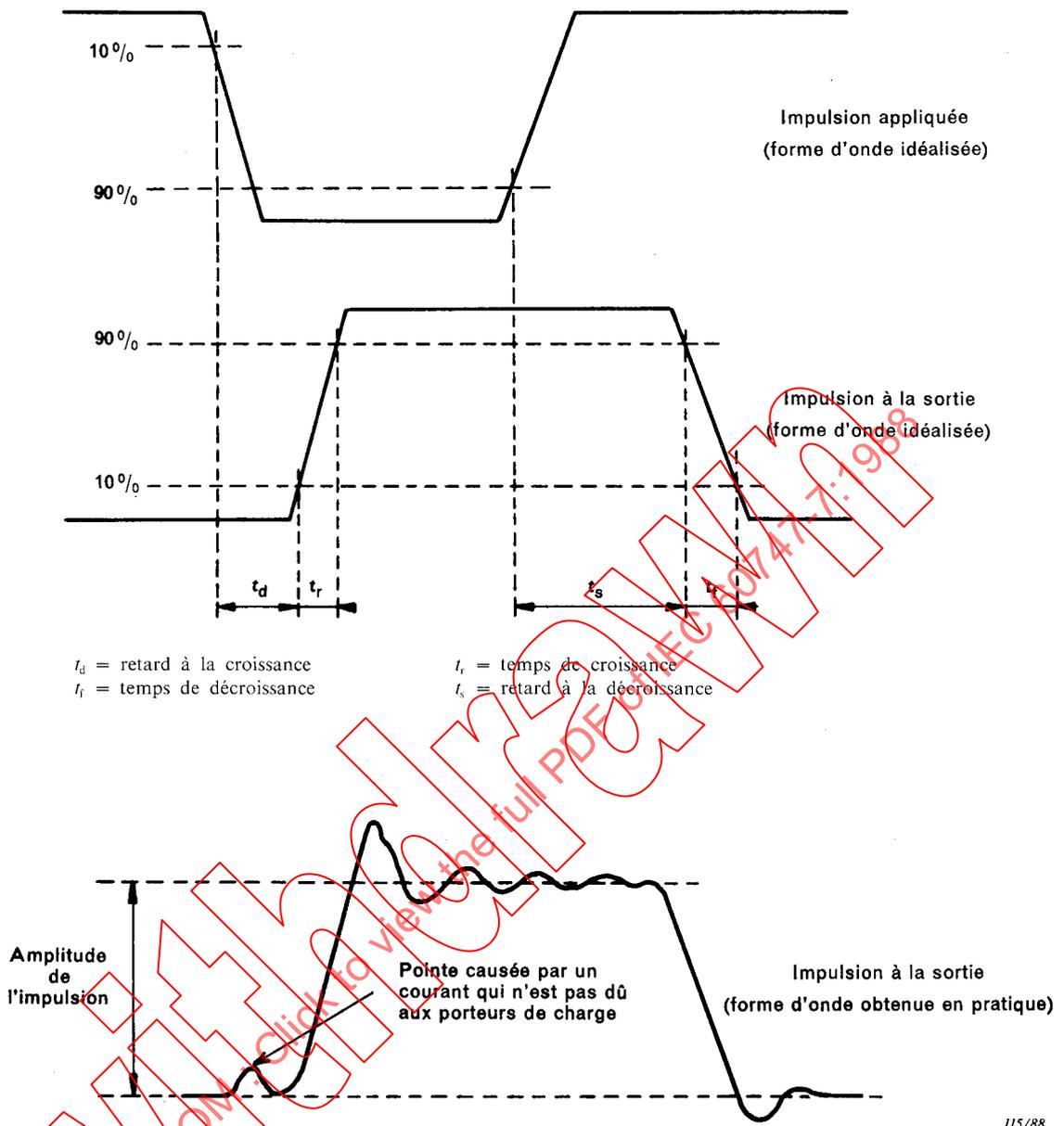


FIG. 1. — Caractéristique d'impulsion d'un transistor de commutation.

4.15 Fréquence de transition ( $f_T$ )

Produit du module du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux, en montage émetteur commun  $|h_{21e}|$  par la fréquence de mesure, cette fréquence étant choisie de telle façon que  $|h_{21e}|$  décroisse sensiblement à raison de 6 dB par octave.

4.16 Fréquence du rapport de transfert unité du courant ( $f_1$ )

Fréquence à laquelle le module du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux, en montage émetteur commun  $|h_{21e}|$  est égal à l'unité.

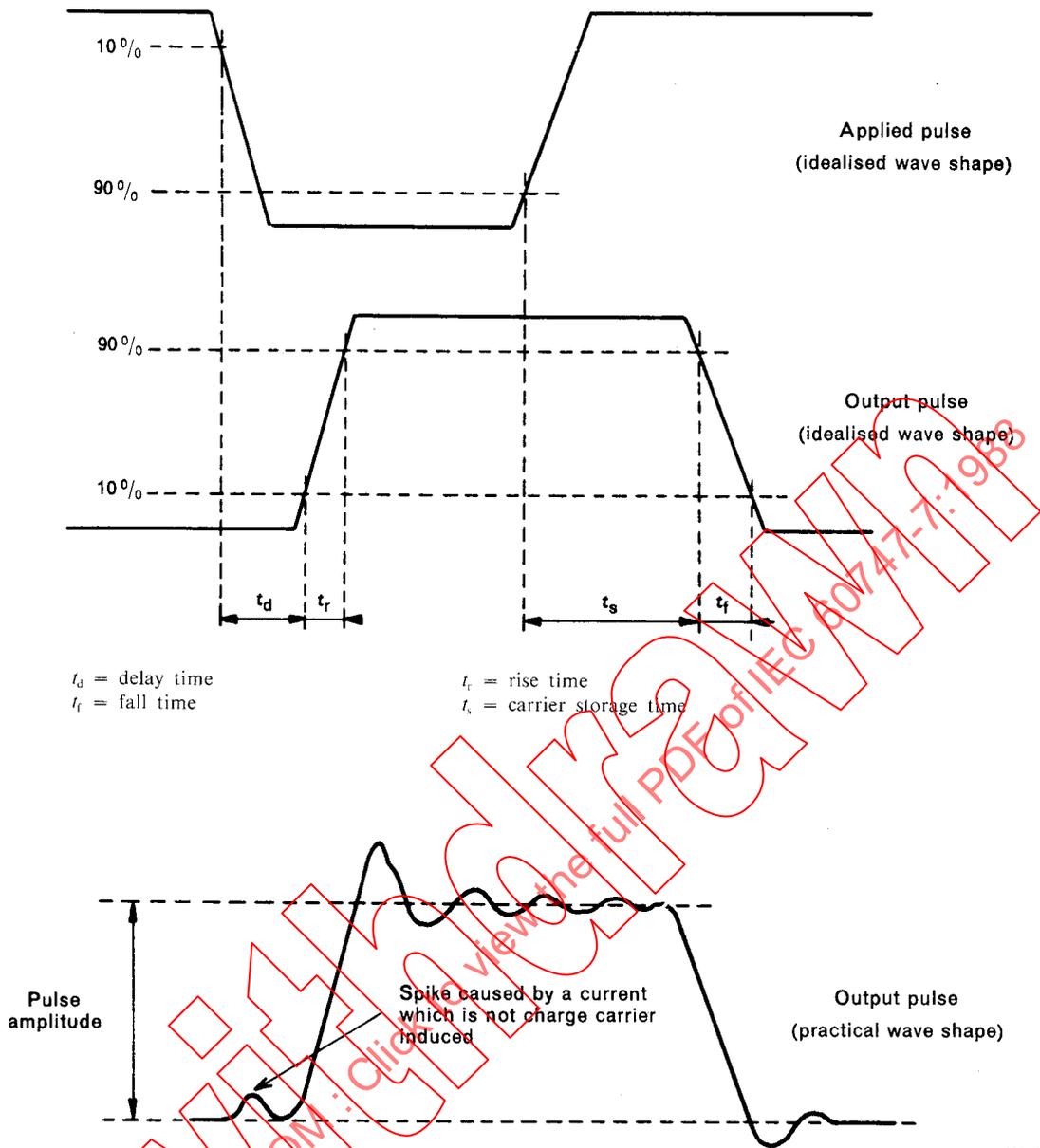


FIG. 1. — Switching transistor pulse characteristic.

#### 4.15 Transition frequency ( $f_T$ )

The product of the modulus of the common-emitter small-signal short-circuit forward current transfer ratio  $|h_{21e}|$  and the frequency of measurement, this frequency being so chosen that  $|h_{21e}|$  is decreasing at a slope of approximately 6 dB per octave.

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

The frequency at which the modulus of the common-emitter small-signal short-circuit forward current transfer ratio  $|h_{21e}|$  has decreased to unity.

4.17 *Rapport de transfert du courant; facteur d'amplification en courant*

4.17.1 *Rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux*

Rapport du courant alternatif de sortie et de la petite variation amortie du courant sinusoïdal d'entrée qui le produit, pour de petits signaux, la sortie étant court-circuitée pour le courant alternatif.

4.17.2 *Valeur statique du rapport de transfert direct du courant*

Rapport du courant de sortie continu (permanent) au courant d'entrée continu (permanent), la tension de sortie étant maintenue constante.

4.17.3 *Rapport de transfert intrinsèque direct du courant (pour de grands signaux)*

Différence entre le courant continu (permanent) de collecteur et le courant résiduel collecteur-base, divisée par la somme du courant continu (permanent) de base et du courant résiduel collecteur-base à une valeur constante spécifiée de la tension collecteur-émetteur.

4.18 *Rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux*

Rapport de la tension alternative apparaissant entre les bornes d'entrée quand elles sont en circuit ouvert, en courant alternatif, à la tension alternative appliquée aux bornes de sortie, pour de petits signaux.

4.19 *Rapport des courants transitoires en régime de saturation (d'un transistor de commutation)*

Quotient du courant collecteur brusquement demandé à un transistor par le courant de base minimal nécessaire pour maintenir le transistor en régime de saturation.

4.20 *Tension d'Early (tension d'extrapolation)  $V_{EY}$  (pour la conception des circuits assistée par ordinateur)*

Sur le graphique du courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, avec le courant de base comme paramètre, tension correspondant au point où la droite qui extrapole la caractéristique de sortie coupe l'axe des tensions.

Note. — La tension d'Early est pratiquement indépendante de la valeur choisie pour le courant de base (voir figure 2).

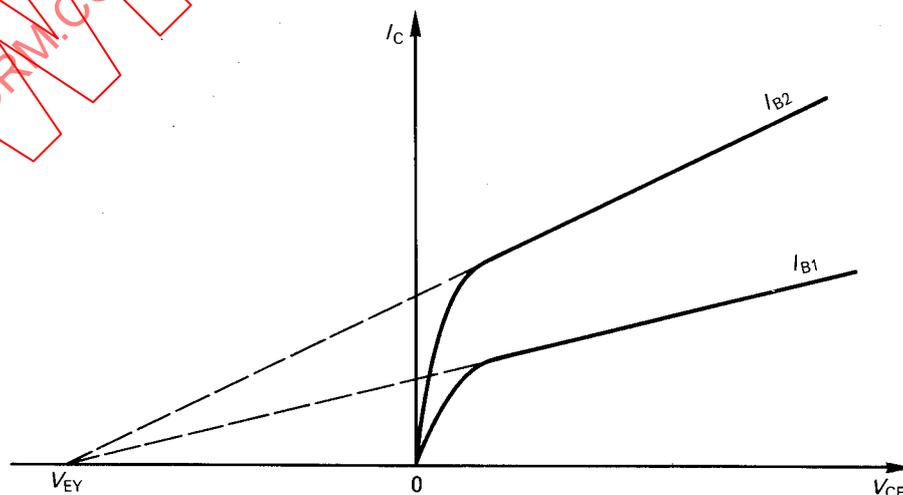


FIG. 2. — Tension d'Early.

#### 4.17 Current transfer ratio; current amplification factor

##### 4.17.1 Small-signal short-circuit forward current transfer ratio

The ratio between the alternating output current and the small sinusoidal input current producing it under small-signal conditions, the output being short-circuited to a.c.

##### 4.17.2 Static value of the forward current transfer ratio

The ratio between the continuous (direct) output and the continuous (direct) input current, the output voltage being held constant.

##### 4.17.3 Inherent (large-signal) forward current transfer ratio

The difference between the continuous (direct) collector current and the collector-base cut-off current divided by the sum of the continuous (direct) base current and the collector-base cut-off current at a specified constant value of the collector-emitter voltage.

#### 4.18 Small-signal open-circuit reverse voltage transfer ratio

The ratio of the alternating voltage appearing at the input terminals, when they are a.c. open-circuited, to the alternating voltage applied to the output terminals, under small-signal conditions.

#### 4.19 Transient current ratio in saturation (of a switching transistor)

The quotient of the collector current suddenly demanded from a transistor and the minimum base current necessary to hold it in saturation.

#### 4.20 Early voltage $V_{EY}$ (for computer-aided circuit design)

The voltage corresponding to the point derived from the graph of collector current versus collector-to-emitter voltage, with the base current as a parameter, where the output characteristic extrapolates back to the voltage axis.

*Note.* — The “Early voltage” is approximately independent of the actual value of the base current (see Figure 2).

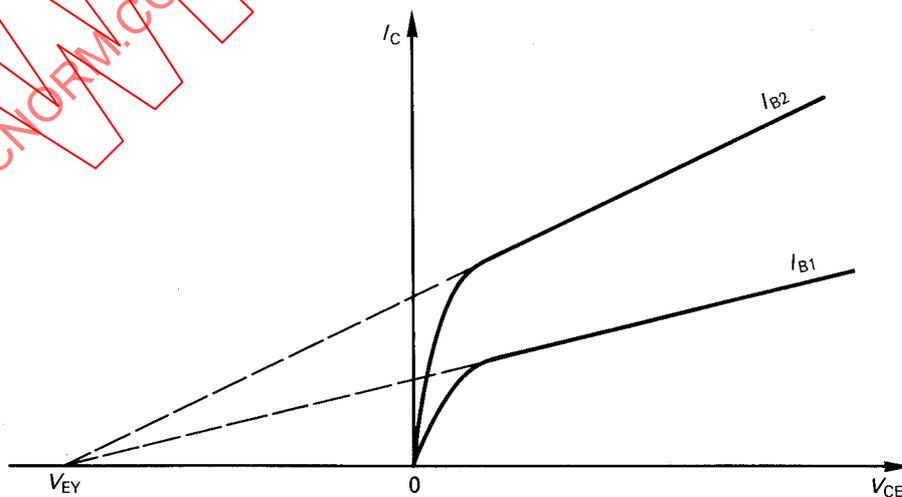


FIG. 2. — Early voltage.

5. Paramètres  $s$

5.1 Introduction générale

Les paramètres  $s$  sont définis dans les deux équations suivantes:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \\ b_2 &= s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

où  $a_1$  et  $a_2$  représentent les ondes incidentes,  $b_1$  et  $b_2$  les ondes réfléchies, ayant toutes la même dimension (Watt)<sup>1/2</sup>.

On peut les utiliser pour les réseaux ayant en général une entrée et une sortie, y compris dans le cas spécial des réseaux ayant deux paires de bornes. Dans ce dernier cas,  $a_i$  et  $b_i$  sont définis de la façon suivante:

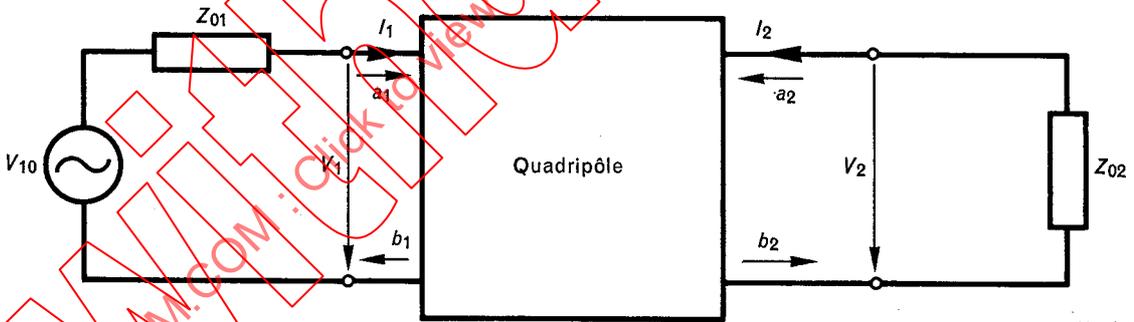
$$\left. \begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + Z_{0i} I_i}{2\sqrt{|R_{0i}|}} \\ b_i &= \frac{V_i - Z_{0i}^* I_i}{2\sqrt{|R_{0i}|}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

où:  $i = 1$  ou  $2$  et  $R_{0i} \neq 0$

et:  $Z_{0i} = R_{0i} + jX_{0i}$

$Z_{0i}^* = R_{0i} - jX_{0i}$

(voir figure 3 ci-dessous)



0059/73

FIGURE 3

$Z_{01}$  et  $Z_{02}$  sont les impédances de référence, respectivement à l'entrée et à la sortie.

En général, ce sont des quantités complexes.

Dans l'utilisation des paramètres  $s$  pour une spécification des transistors en VHF et en UHF,  $Z_{01} = Z_{02} = R_0$  (qui, dans la plupart des cas, est égale à 50 Ω).

On peut alors écrire les équations (1) de la façon suivante:

$$\left. \begin{aligned} V_1 - R_0 I_1 &= s_{11} (V_1 + R_0 I_1) + s_{12} (V_2 + R_0 I_2) \\ V_2 - R_0 I_2 &= s_{21} (V_1 + R_0 I_1) + s_{22} (V_2 + R_0 I_2) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

## 5. *s*-parameters

### 5.1 General introduction

The *s*-parameters are defined by the following two equations:

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= s_{11} a_1 + s_{12} a_2 \\ b_2 &= s_{21} a_1 + s_{22} a_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

where  $a_1$  and  $a_2$  are the incident wave quantities,  $b_1$  and  $b_2$  the reflected wave quantities, all having the dimension (Watt)<sup>1/2</sup>.

They can be used for general two-port networks, including the special case of a four-pole network. In this latter case,  $a_i$  and  $b_i$  are defined as:

$$\left. \begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + Z_{0i} I_i}{2\sqrt{|R_{0i}|}} \\ b_i &= \frac{V_i - Z_{0i}^* I_i}{2\sqrt{|R_{0i}|}} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

where:  $i = 1$  or  $2$  and  $R_{0i} \neq 0$

and:  $Z_{0i} = R_{0i} + jX_{0i}$

$Z_{0i}^* = R_{0i} - jX_{0i}$

(see Figure 3 below)

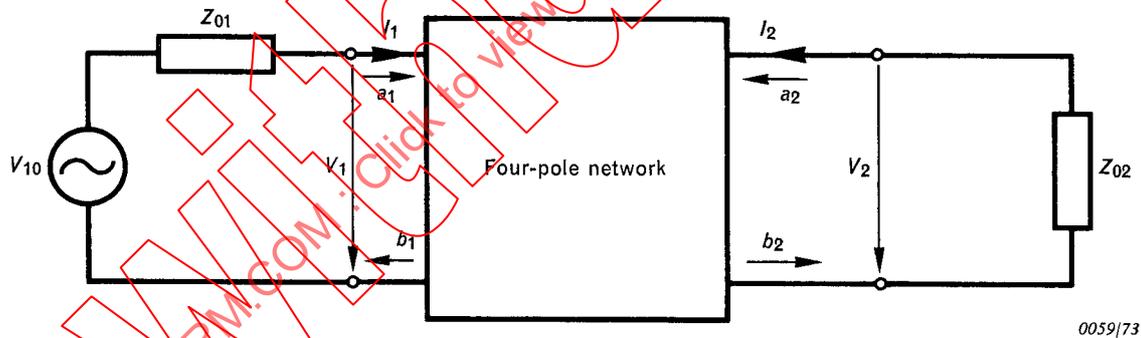


FIGURE 3

$Z_{01}$  and  $Z_{02}$  are reference impedances at the input and output, respectively.

In the general case, they are complex quantities.

For the use of *s*-parameters for the specification of transistors mainly at VHF and UHF,  $Z_{01} = Z_{02} = R_0$  (which in most cases will equal 50 Ω).

The equations (1) can then be written in the following form:

$$\left. \begin{aligned} V_1 - R_0 I_1 &= s_{11} (V_1 + R_0 I_1) + s_{12} (V_2 + R_0 I_2) \\ V_2 - R_0 I_2 &= s_{21} (V_1 + R_0 I_1) + s_{22} (V_2 + R_0 I_2) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

On peut alors utiliser les équations (1) et (3) pour montrer la signification des différents paramètres  $s$ :

$$s_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right)_{\text{avec } a_2 = 0} \left\{ \begin{array}{l} \text{rapport de la valeur complexe de l'onde réfléchie à l'entrée à} \\ \text{celle de l'onde incidente à l'entrée, la résistance placée à la} \\ \text{sortie et la résistance de source ayant chacune la valeur } R_0 \end{array} \right.$$

$$= \left( \frac{V_1 - R_0 I_1}{V_1 + R_0 I_1} \right)_{\text{avec } (V_2 = -R_0 I_2)} = \left( \frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0} \right)_{\text{avec } \left( -\frac{V_2}{I_2} = R_0 \right)}$$

= coefficient de réflexion dû à la non-adaptation de l'impédance d'entrée à la résistance  $R_0$ , la sortie étant terminée par  $R_0$ .

De façon analogue:

$$s_{22} = \text{rapport de la valeur complexe de l'onde réfléchie à la sortie à celle de l'onde incidente à la sortie, la résistance placée à l'entrée et la résistance de source ayant chacune la valeur } R_0$$

= coefficient de réflexion dû à la non-adaptation de l'impédance de sortie à la résistance  $R_0$ , l'entrée étant terminée par  $R_0$ .

De plus:

$$s_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right)_{\text{avec } a_2 = 0} \left\{ \begin{array}{l} \text{rapport de la valeur complexe de l'onde transmise à la sortie} \\ \text{à celle de l'onde incidente à l'entrée, la résistance placée à la} \\ \text{sortie et la résistance de source ayant chacune la valeur } R_0 \end{array} \right.$$

$$= \left( \frac{V_2 - R_0 I_2}{V_1 + R_0 I_1} \right)_{\text{avec } (V_2 = -R_0 I_2)} = \left( \frac{V_2}{\frac{1}{2} V_{10}} \right)_{\text{avec } \left( -\frac{V_2}{I_2} = R_0 \right)}$$

= rapport de la tension de sortie  $V_2$  à la moitié de la tension de source en circuit ouvert  $V_{10}$ , les résistances de source et de charge ayant chacune la valeur  $R_0$ .

De façon analogue:

$$s_{12} = \text{rapport de la valeur complexe de l'onde transmise à l'entrée à celle de l'onde incidente à la sortie, la résistance placée à l'entrée et la résistance de source ayant chacune la valeur } R_0$$

= rapport de la tension d'entrée  $V_1$  à la moitié de la tension de source en circuit ouvert  $V_{20}$ , les résistances de source et de charge ayant chacune la valeur  $R_0$ .

## 5.2 Définitions

Les définitions suivantes sont données pour le cas général. Pour les transistors, des valeurs différentes de ces paramètres peuvent être obtenues suivant le montage et pour des conditions d'utilisation en petits ou en grands signaux.

### 5.2.1 Coefficient de réflexion d'entrée ( $s_{11}$ )

Rapport de la valeur complexe de l'onde réfléchie à l'entrée à celle de l'onde incidente à l'entrée, en petits signaux, la résistance placée à la sortie et la résistance de source ayant chacune la valeur  $R_0$ .

*Note.* — Il est équivalent au coefficient de réflexion dû à la non-adaptation de l'impédance d'entrée  $Z_1$  du transistor par rapport à la résistance de source  $R_0$ , la sortie étant terminée par  $R_0$ .

Both equations (1) and (3) can now be used to show the meaning of the  $s$ -parameters:

$$s_{11} = \left( \frac{b_1}{a_1} \right) \text{ with } a_2 = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{ratio of the complex value of the reflected wave at the input to} \\ \text{that of the incident wave at the input, the output terminating} \\ \text{resistance and the source resistance each having the value } R_0 \end{array} \right.$$

$$= \left( \frac{V_1 - R_0 I_1}{V_1 + R_0 I_1} \right) \text{ with } (V_2 = -R_0 I_2) = \left( \frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0} \right) \text{ with } \left( -\frac{V_2}{I_2} = R_0 \right)$$

= reflection factor of the input impedance referred to  $R_0$ , the output being terminated by  $R_0$ .

Analogously:

$s_{22}$  = ratio of the complex value of the reflected wave at the output to that of the incident wave at the output, the input terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$

= reflection factor of the output impedance referred to  $R_0$ , the input being terminated by  $R_0$ .

In addition:

$$s_{21} = \left( \frac{b_2}{a_1} \right) \text{ with } a_2 = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{ratio of the complex value of the transmitted wave at the output} \\ \text{to that of the incident wave at the input, both the output termi-} \\ \text{nating resistance and the source resistance having the value } R_0 \end{array} \right.$$

$$= \left( \frac{V_2 - R_0 I_2}{V_1 + R_0 I_1} \right) \text{ with } (V_2 = -R_0 I_2) = \left( \frac{V_2}{1/2 V_{10}} \right) \text{ with } \left( -\frac{V_2}{I_2} = R_0 \right)$$

= ratio of the output voltage  $V_2$  to half the open-circuit source voltage  $V_{10}$  with source and load resistances each having the value  $R_0$ .

Analogously:

$s_{12}$  = ratio of the complex value of the transmitted wave at the input to that of the incident wave at the output, the input terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$

= ratio of the input voltage  $V_1$  to half the open-circuit source voltage  $V_{20}$ , with source and load resistances each having the value  $R_0$ .

## 5.2 Definitions

The following definitions are given for the general case. For transistors, different values of these parameters may be obtained according to the configuration used, and for small and large-signal conditions.

### 5.2.1 Input reflection coefficient ( $s_{11}$ )

The ratio of the complex value of the reflected wave at the input to that of the incident wave at the input, under small signal conditions, the output terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$ .

*Note.* — This is equivalent to the reflection factor of the input impedance  $Z_1$  of the transistor with respect to the source resistance  $R_0$ , the output being terminated by  $R_0$ .

5.2.2 Coefficient de réflexion de sortie ( $s_{22}$ )

Rapport de la valeur complexe de l'onde réfléchie à la sortie à celle de l'onde incidente à la sortie, en petits signaux, la résistance placée à l'entrée et la résistance de source ayant chacune la valeur  $R_0$ .

*Note.* — Il est équivalent au coefficient de réflexion dû à la non-adaptation de l'impédance de sortie  $Z_2$  du transistor par rapport à une résistance  $R_0$ , l'entrée étant terminée par  $R_0$ .

5.2.3 Coefficient de transmission direct ( $s_{21}$ )

Rapport de la valeur complexe de l'onde transmise à la sortie à celle de l'onde incidente à l'entrée, en petits signaux, la résistance placée à la sortie et la résistance de source ayant chacune la valeur  $R_0$ .

*Note.* — Il est équivalent au rapport de la valeur complexe de la tension de sortie à celle de la moitié de la tension de la source en circuit ouvert lorsque le transistor est terminé à la sortie par une résistance  $R_0$  et alimenté à l'entrée par une source de résistance  $R_0$ .

5.2.4 Coefficient de transmission inverse ( $s_{12}$ )

Rapport de la valeur complexe de l'onde transmise à l'entrée et de celle de l'onde incidente à la sortie, en petits signaux, la résistance placée à l'entrée et la résistance de source ayant chacune la valeur  $R_0$ .

*Note.* — Il est équivalent au rapport de la valeur complexe de la tension d'entrée à celle de la moitié de la tension de source en circuit ouvert, lorsque le transistor est terminé à l'entrée par une résistance  $R_0$  et alimenté à la sortie par une source de résistance  $R_0$ .

*Note générale*

La résistance  $R_0$  doit être la même pour les quatre paramètres  $s$ , et a en général pour valeur 50 ohms.

Les définitions ci-dessus, qui impliquent que les résistances de source et de charge soient ohmiques, peuvent ne pas bien s'appliquer à certaines catégories de transistors (par exemple aux transistors à effet de champ MOS).

5.2.5 Fréquence pour laquelle le coefficient de transmission direct est égal à l'unité ( $f_s, f_{1s}$ )

Fréquence pour laquelle le module du coefficient de transmission direct  $s_{21}$  est égal à l'unité.

5.3 Applications des paramètres  $s$

On peut utiliser les paramètres  $s$  définis au paragraphe 5.2 par exemple de la façon suivante:

5.3.1 Relations des paramètres  $s$  avec les autres paramètres ( $y, z, h$ )

Il y a équivalence entre les matrices suivantes:

$$\begin{aligned}
 (y) &= \frac{1}{R_0(1 + s_{11} + s_{22} + \det s)} \begin{bmatrix} (1 - s_{11} + s_{22} - \det s) & -2s_{12} \\ -2s_{21} & (1 + s_{11} - s_{22} - \det s) \end{bmatrix} \\
 (z) &= \frac{R_0}{1 - s_{11} - s_{22} + \det s} \begin{bmatrix} (1 + s_{11} - s_{22} - \det s) & 2s_{12} \\ 2s_{21} & (1 - s_{11} + s_{22} - \det s) \end{bmatrix} \\
 (h) &= \frac{1}{1 - s_{11} + s_{22} - \det s} \begin{bmatrix} (1 + s_{11} + s_{22} + \det s) R_0 & 2s_{12} \\ -2s_{21} & \frac{1}{R_0} (1 - s_{11} - s_{22} + \det s) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

### 5.2.2 Output reflection coefficient ( $s_{22}$ )

The ratio of the complex value of the reflected wave at the output to that of the incident wave at the output, under small signal conditions, the input terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$ .

*Note.* — This is equivalent to the reflection factor of the output impedance  $Z_2$  of the transistor with respect to a resistance  $R_0$ , the input being terminated by  $R_0$ .

### 5.2.3 Forward transmission coefficient ( $s_{21}$ )

The ratio of the complex value of the transmitted wave at the output to that of the incident wave at the input, under small signal conditions, the output terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$ .

*Note.* — This is equivalent to the ratio of the complex value of the output voltage to that of half the open-circuit source voltage when the transistor is terminated at the output by a resistance  $R_0$  and fed at the input from a source having a resistance  $R_0$ .

### 5.2.4 Reverse transmission coefficient ( $s_{12}$ )

The ratio of the complex value of the transmitted wave at the input to that of the incident wave at the output, under small signal conditions, the input terminating resistance and the source resistance each having the value  $R_0$ .

*Note.* — This is equivalent to the ratio of the complex value of the input voltage to that of half the open-circuit source voltage when the transistor is terminated at the input by a resistance  $R_0$  and fed at the output from a source having a resistance  $R_0$ .

#### General note

The resistance  $R_0$  shall be the same for all four  $s$ -parameters and usually will have the value 50 ohms.

The above definitions, which infer ohmic source and terminating resistances, may not be practical for some classes of transistors (e.g. MOS field-effect transistors).

### 5.2.5 Frequency of unity forward transmission coefficient ( $f_s, f_{1s}$ )

The frequency at which the modulus of the forward transmission coefficient  $s_{21}$  has decreased to unity.

## 5.3 Application of the $s$ -parameters

The  $s$ -parameters as defined in Sub-clause 5.2 can be used, e.g. as follows:

### 5.3.1 Relation of $s$ -parameters with other parameters ( $y, z, h$ )

The following matrix equivalences hold:

$$\begin{aligned}
 (y) &= \frac{1}{R_0(1 + s_{11} + s_{22} + \det s)} \begin{bmatrix} (1 - s_{11} + s_{22} - \det s) & -2s_{12} \\ -2s_{21} & (1 + s_{11} - s_{22} - \det s) \end{bmatrix} \\
 (z) &= \frac{R_0}{1 - s_{11} - s_{22} + \det s} \begin{bmatrix} (1 + s_{11} - s_{22} - \det s) & 2s_{12} \\ 2s_{21} & (1 - s_{11} + s_{22} - \det s) \end{bmatrix} \\
 (h) &= \frac{1}{1 - s_{11} + s_{22} - \det s} \begin{bmatrix} (1 + s_{11} + s_{22} + \det s) R_0 & 2s_{12} \\ -2s_{21} & \frac{1}{R_0} (1 - s_{11} - s_{22} + \det s) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

$$\det y = \frac{1}{R_0^2} \frac{1 - s_{11} - s_{22} + \det s}{1 + s_{11} + s_{22} + \det s}$$

$$\det z = R_0^2 \frac{1 + s_{11} + s_{22} + \det s}{1 - s_{11} - s_{22} + \det s}$$

$$\det h = \frac{1 + s_{11} - s_{22} - \det s}{1 - s_{11} + s_{22} - \det s}$$

5.3.2 Conversion des paramètres  $s$  en autres paramètres ( $y$ ,  $z$ ,  $h$ )

On trouve ci-dessous les équivalences suivantes:

$$y_{11} = \left[ \frac{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$y_{12} = \left[ \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$y_{21} = \left[ \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$y_{22} = \left[ \frac{s_{12} s_{21} + (1 + s_{11})(1 - s_{22})}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$h_{11} = \left[ \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})} \right] R_0$$

$$h_{12} = \frac{2s_{12}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}$$

$$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}$$

$$h_{22} = \left[ \frac{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$z_{11} = \left[ \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$z_{12} = \left[ \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$z_{21} = \left[ \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$z_{22} = \left[ \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$\det y = \frac{1}{R_0} \frac{1 - s_{11} - s_{22} + \det s}{1 + s_{11} + s_{22} + \det s}$$

$$\det z = R_0^2 \frac{1 + s_{11} + s_{22} + \det s}{1 - s_{11} - s_{22} + \det s}$$

$$\det h = \frac{1 + s_{11} - s_{22} - \det s}{1 - s_{11} + s_{22} - \det s}$$

### 5.3.2 Conversion of $s$ -parameters to other parameters ( $y$ , $z$ , $h$ )

The following equivalences hold:

$$y_{11} = \left[ \frac{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$y_{12} = \left[ \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$y_{21} = \left[ \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$y_{22} = \left[ \frac{s_{12} s_{21} + (1 + s_{11})(1 - s_{22})}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$h_{11} = \left[ \frac{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12} s_{21}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})} \right] R_0$$

$$h_{12} = \frac{2s_{12}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}$$

$$h_{21} = \frac{-2s_{21}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})}$$

$$h_{22} = \left[ \frac{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}}{s_{12} s_{21} + (1 - s_{11})(1 + s_{22})} \right] \frac{1}{R_0}$$

$$z_{11} = \left[ \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$z_{12} = \left[ \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$z_{21} = \left[ \frac{2s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

$$z_{22} = \left[ \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12} s_{21}}{(1 - s_{11})(1 - s_{22}) - s_{12} s_{21}} \right] R_0$$

5.3.3 Utilisation des paramètres  $s$  pour la détermination directe des caractéristiques des amplificateurs à transistors

$r_1$  = coefficient de réflexion à l'entrée, pour une résistance  $R_0$ , dans le cas d'une impédance de charge  $Z_L$  définie par le coefficient de réflexion de la charge  $r_L$

$$= s_{11} + \frac{r_L s_{12} s_{21}}{1 - r_L s_{22}}$$

$$r_1 = \frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0}$$

$$r_L = \frac{Z_L - R_0}{Z_L + R_0}$$

$r_2$  = coefficient de réflexion en sortie, pour une résistance  $R_0$ , dans le cas d'une impédance de source  $Z_G$  définie par le coefficient de réflexion de la source  $r_G$

$$= s_{22} + \frac{r_G s_{12} s_{21}}{1 - r_G s_{11}}$$

$$r_2 = \frac{Z_2 - R_0}{Z_2 + R_0}$$

$$r_G = \frac{Z_G - R_0}{Z_G + R_0}$$

$$A_i = \text{amplification en courant} = \frac{-I_2}{I_1} = \frac{s_{21} (1 - r_1)}{(1 - s_{11}) - r_L (s_{22} - \det s)}$$

$$A_v = \text{amplification en tension} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s_{21} (1 + r_L)}{(1 + s_{11}) - r_L (s_{22} + \det s)}$$

$$G_p = \text{gain en puissance} = \frac{P_2}{P_1} = |A_v|^2 \cdot \frac{1 - |r_L|^2}{1 - |r_1|^2} \cdot \frac{|1 - r_1|^2}{|1 - r_L|^2} = |s_{21}|^2 \frac{1 - |r_L|^2}{|1 - r_L s_{22}|^2 - |s_{11} - r_L \det s|^2}$$

$$G_c = \text{gain composite} = |s_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |r_G|^2) (1 - |r_L|^2)}{[(1 - r_G s_{11}) (1 - r_L s_{22}) - r_G r_L s_{12} s_{21}]^2}$$

Conditions de stabilité inconditionnelle:

$$\frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\det s|^2}{2 |s_{12} s_{21}|} > 1$$

$$1 - |s_{11}|^2 - |s_{12} s_{21}| > 0$$

$$1 - |s_{22}|^2 - |s_{12} s_{21}| > 0$$

5.3.3 Use of *s*-parameters for the direct computation of transistor amplifier characteristics

$r_1$  = input reflection factor referred to  $R_0$ , for a load impedance  $Z_L$  defined by the load reflection factor  $r_L$

$$= s_{11} + \frac{r_L s_{12} s_{21}}{1 - r_L s_{22}}$$

$$r_1 = \frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0}$$

$$r_L = \frac{Z_L - R_0}{Z_L + R_0}$$

$r_2$  = output reflection factor referred to  $R_0$ , for a source impedance  $Z_G$  defined by the source reflection factor  $r_G$

$$= s_{22} + \frac{r_G s_{12} s_{21}}{1 - r_G s_{11}}$$

$$r_2 = \frac{Z_2 - R_0}{Z_2 + R_0}$$

$$r_G = \frac{Z_G - R_0}{Z_G + R_0}$$

$$A_i = \text{current amplification} = \frac{-I_2}{I_1} = \frac{s_{21} (1 - r_L)}{(1 - s_{11}) - r_L (s_{22} - \det s)}$$

$$A_v = \text{voltage amplification} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{s_{21} (1 + r_L)}{(1 + s_{11}) - r_L (s_{22} + \det s)}$$

$$G_p = \text{power gain} = \frac{P_2}{P_1} = \left| A_i \right|^2 \frac{(1 - |r_L|^2) |1 - r_1|^2}{(1 - |r_1|^2) |1 - r_L|^2} = \left| s_{21} \right|^2 \frac{1 - |r_L|^2}{|1 - r_L s_{22}|^2 - |s_{11} - r_L \det s|^2}$$

$$G_T = \text{transducer gain} = \left| s_{21} \right|^2 \frac{(1 - |r_G|^2) (1 - |r_L|^2)}{[(1 - r_G s_{11}) (1 - r_L s_{22}) - r_G r_L s_{12} s_{21}]^2}$$

Conditions for unconditional stability:

$$\frac{1 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 + |\det s|^2}{2 |s_{12} s_{21}|} > 1$$

$$1 - |s_{11}|^2 - |s_{12} s_{21}| > 0$$

$$1 - |s_{22}|^2 - |s_{12} s_{21}| > 0$$

## 6. Symboles littéraux

### 6.1 Symboles littéraux pour les courants, les tensions et les puissances

#### 6.1.1 Généralités

L'article 2 de la Publication 747-1, chapitre V s'applique.

#### 6.1.2 Indices additionnels

En supplément à la liste des indices généraux donnés dans la Publication 747-1, chapitre V, paragraphe 2.2.1, les indices spéciaux suivants sont recommandés pour le domaine des transistors bipolaires:

B, b	= borne de base
C, c	= borne de collecteur
E, e	= borne d'émetteur
fl	= flottant
pt	= pénétration (perçage)
R (non en tant que premier indice)	= résistance spécifiée
sat	= saturation
X	= circuit spécifié.

### 6.2 Symboles littéraux pour les paramètres électriques

#### 6.2.1 Généralités

L'article 3 de la Publication 747-1, chapitre V s'applique.

#### 6.2.2 Indices additionnels

En supplément à la liste des indices généraux donnés dans la Publication 747-1, chapitre V, paragraphe 3.3.1, les indices spéciaux suivants sont recommandés pour le domaine des transistors bipolaires:

B, b	= base; montage base commune
C, c	= collecteur; montage collecteur commun
E, e	= émetteur; montage émetteur commun
L	= grands signaux
sat	= saturation
S, s	= accumulation, stockage
T	= transition.

### 6.3 Symboles littéraux pour les autres grandeurs

#### 6.3.1 Généralités

L'article 4 de la Publication 747-1, chapitre V s'applique.

## 6. Letter symbols

### 6.1 Letter symbols for currents, voltages and powers

#### 6.1.1 General

Clause 2 of Publication 747-1, Chapter V applies.

#### 6.1.2 Additional subscripts

In addition to the list of recommended general subscripts given in Publication 747-1, Chapter V, Sub-clause 2.2.1, the following special subscripts are recommended for the field of bipolar transistors:

B, b	= base terminal
C, c	= collector terminal
E, e	= emitter terminal
fl	= floating
pt	= punch-through (penetration, reach through)
R (not as a first subscript)	= specified resistance
sat	= saturation
X	= specified circuit.

### 6.2 Letter symbols for electrical parameters

#### 6.2.1 General

Clause 3 of Publication 747-1, Chapter V applies.

#### 6.2.2 Additional subscripts

In addition to the list of recommended general subscripts given in Publication 747-1, Chapter V, Sub-clause 3.3.1, the following special subscripts are recommended for the field of bipolar transistors:

B, b	= base; common-base configuration
C, c	= collector; common-collector configuration
E, e	= emitter; common-emitter configuration
L	= large signal
sat	= saturation
S, s	= storage
T	= transition.

### 6.3 Letter symbols for other quantities

#### 6.3.1 General

Publication 747-1, Chapter V, Clause 4 applies.

6.4 Liste de symboles littéraux

Les symboles contenus dans la liste suivante sont recommandés pour être utilisés dans le domaine des transistors bipolaires; ils ont été établis en accord avec les règles générales.

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.1 Tensions		
Tension continue collecteur-base	$V_{CB}$	
Tension continue collecteur-émetteur	$V_{CE}$	
Tension continue émetteur-base	$V_{EB}$	
Tension continue base-émetteur	$V_{BE}$	
Tension continue collecteur-base avec $I_E = 0$ $I_C$ spécifié	$V_{CBO}$	
Tension continue émetteur-base avec $I_C = 0$ $I_E$ spécifié	$V_{EBO}$	
Tension continue collecteur-émetteur avec $I_B = 0$ $I_C$ spécifié	$V_{CEO}$	
Tension continue collecteur-émetteur avec $R_{BE} = R$ $I_C$ spécifié	$V_{CER}$	
Tension continue collecteur-émetteur avec $V_{BE} = 0$ $I_C$ spécifié	$V_{CES}$	
Tension continue collecteur-émetteur avec $V_{BE} = X$ spécifié (jonction émetteur-base polarisée en inverse) $I_C$ spécifié	$V_{CEX}$	
Tensions de claquage (circuit ouvert)	$V_{(BR)...O}$	L'abréviation BV est d'un usage courant pour ces grandeurs
Tension de claquage collecteur-base avec $I_E = 0$ $I_C$ spécifié	$V_{(BR)CBO}$	
Tension de claquage émetteur-base avec $I_C = 0$ $I_E$ spécifié	$V_{(BR)EBO}$	
Tension de claquage collecteur-émetteur avec $I_B = 0$ $I_C$ spécifié	$V_{(BR)CEO}$	
Tensions de claquage (circuit spécifié)		L'abréviation BV est d'un usage courant pour ces grandeurs
Tension de claquage collecteur-émetteur avec $R_{BE} = R$ $I_C$ spécifié	$V_{(BR)CER}$	
Tension de claquage collecteur-émetteur avec $V_{BE} = X$ spécifié $I_C$ spécifié	$V_{(BR)CEX}$	
Tension de claquage (court-circuit)	$V_{(BR)...S}$	L'abréviation BV est d'un usage courant pour cette grandeur
Tension de claquage collecteur-émetteur avec $V_{BE} = 0$ $I_C$ spécifié	$V_{(BR)CES}$	
Tension flottante émetteur-base avec $I_E = 0$ $V_{CB}$ spécifiée	$V_{EBI}$	
Tension de pénétration (tension de perçage)	$V_{PI}$	

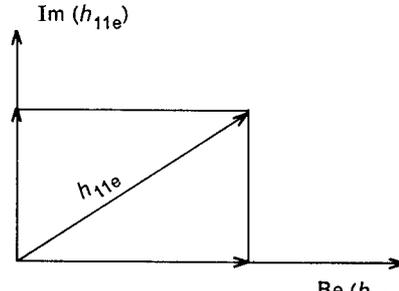
## 6.4 List of letter symbols

The symbols contained in the following list are recommended for use in the field of bipolar transistors; they have been compiled in accordance with the general rules.

Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.1 Voltages		
Collector-base (d.c.) voltage	$V_{CB}$	
Collector-emitter (d.c.) voltage	$V_{CE}$	
Emitter-base (d.c.) voltage	$V_{EB}$	
Base-emitter (d.c.) voltage	$V_{BE}$	
Collector-base (d.c.) voltage with $I_E = 0$ $I_C$ specified	$V_{CBO}$	
Emitter-base (d.c.) voltage with $I_C = 0$ $I_E$ specified	$V_{EBO}$	
Collector-emitter (d.c.) voltage with $I_B = 0$ $I_C$ specified	$V_{CEO}$	
Collector-emitter (d.c.) voltage with $R_{BE} = R$ $I_C$ specified	$V_{CER}$	
Collector-emitter (d.c.) voltage with $V_{BE} = 0$ $I_C$ specified	$V_{CES}$	
Collector-emitter (d.c.) voltage with $V_{BE} = X$ specified (reverse biased emitter-base junction) $I_C$ specified	$V_{CEX}$	
Breakdown voltages (open-circuit)	$V_{(BR)...O}$	The abbreviation BV is in common use for these quantities
Breakdown voltage, collector-base with $I_E = 0$ $I_C$ specified	$V_{(BR)CBO}$	
Breakdown voltage, emitter-base with $I_C = 0$ $I_E$ specified	$V_{(BR)EBO}$	
Breakdown voltage, collector-emitter with $I_B = 0$ $I_C$ specified	$V_{(BR)CEO}$	
Breakdown voltages (specified circuit)		The abbreviation BV is in common use for these quantities
Breakdown voltage, collector-emitter with $R_{BE} = R$ $I_C$ specified	$V_{(BR)CER}$	
Breakdown voltage, collector-emitter with $V_{BE} = X$ specified $I_C$ specified	$V_{(BR)CEX}$	
Breakdown voltage (short-circuit)	$V_{(BR)...S}$	The abbreviation BV is in common use for this quantity
Breakdown voltage, collector-emitter with $V_{BE} = 0$ $I_C$ specified	$V_{(BR)CES}$	
Floating voltage, emitter-base with $I_E = 0$ $V_{CB}$ specified	$V_{EB\Omega}$	
Punch-through (penetration) voltage	$V_{pt}$	

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.1 (suite)		
Tension de saturation collecteur-émetteur avec $I_B$ spécifié $I_C$ spécifié	$V_{CEsat}$	
Tension de saturation base-émetteur avec $I_B$ spécifié $I_C$ spécifié	$V_{BEsat}$	
6.4.2 Courants		
Courant continu de base	$I_B$	
Courant continu de collecteur	$I_C$	
Courant continu d'émetteur	$I_E$	
Courant résiduel du collecteur avec $I_E = 0$ $V_{CB}$ spécifiée	$I_{CBO}$	
Courant résiduel du collecteur avec $I_B = 0$ $V_{CE}$ spécifiée	$I_{CEO}$	
Courant résiduel de l'émetteur avec $I_C = 0$ $V_{EB}$ spécifiée	$I_{EBO}$	
Courant résiduel du collecteur avec $R_{BE} = R$ $V_{CE}$ spécifiée	$I_{CER}$	
Courant résiduel du collecteur avec $V_{BE} = 0$ $V_{CE}$ spécifiée	$I_{CES}$	
Courant résiduel du collecteur avec $V_{BE} = X$ $V_{CE}$ spécifiée	$I_{CEN}$	
Courant résiduel de la base avec $V_{BE} = X$ $V_{CE}$ spécifiée	$I_{BEX}$	
6.4.3 Puissances		
Puissance dissipée au collecteur avec $T_{amb}$ ou $T_{case}$ spécifiée	$P_C$	
Puissance totale d'entrée (continue ou moyenne) de toutes les électrodes avec $T_{amb}$ ou $T_{case}$ spécifiée	$P_{tot}$	
6.4.4 Paramètres électriques		
6.4.4.1 Paramètres statiques (spécifiés pour des conditions de polarisation)		
Valeur statique du rapport de transfert direct du courant (en montage émetteur commun)	$h_{21E}$ ou $h_{FE}$	$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_E}{I_B} - 1$ avec $V_{CE} = \text{constante}$
Valeur statique de la résistance d'entrée (en montage émetteur commun)	$h_{11E}$ ou $h_{iE}$	$h_{11E} = \frac{V_{BE}}{I_B}$ avec $V_{CE} = \text{constante}$
Rapport de transfert intrinsèque direct du courant (pour de grands signaux)	$h_{21EL}$ ou $h_{FEL}$	$h_{21EL} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$ avec $V_{CE} = \text{constante}$
6.4.4.2 Paramètres pour signaux de faible puissance (spécifiés pour des conditions de polarisation et de fréquence)		
Valeur de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit pour de petits signaux:		
- en montage émetteur commun	$h_{11e}$ ou $h_{ie}$	$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b}$ avec $V_{ce} = \text{constante}$
- en montage base commune	$h_{11b}$ ou $h_{ib}$	$h_{11b} = \frac{V_{eb}}{I_e}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$

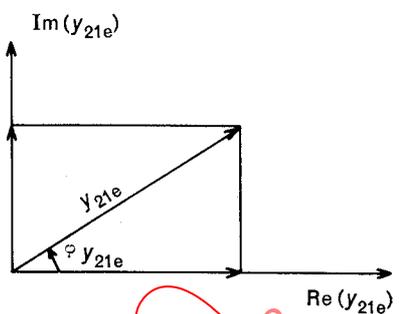
Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.1 (continued)		
Saturation voltage, collector-emitter with $I_B$ specified $I_C$ specified	$V_{CESat}$	
Saturation voltage, base-emitter with $I_B$ specified $I_C$ specified	$V_{BESat}$	
6.4.2 Currents		
Base (d.c.) current	$I_B$	
Collector (d.c.) current	$I_C$	
Emitter (d.c.) current	$I_E$	
Collector cut-off current with $I_E = 0$ $V_{CB}$ specified	$I_{CBO}$	
Collector cut-off current with $I_B = 0$ $V_{CE}$ specified	$I_{CEO}$	
Emitter cut-off current with $I_C = 0$ $V_{EB}$ specified	$I_{EBO}$	
Collector cut-off current with $R_{BE} = R$ $V_{CE}$ specified	$I_{CER}$	
Collector cut-off current with $V_{BE} = 0$ $V_{CE}$ specified	$I_{CES}$	
Collector cut-off current with $V_{BE} = X$ $V_{CE}$ specified	$I_{CEX}$	
Base cut-off current with $V_{BE} = X$ $V_{CE}$ specified	$I_{BEX}$	
6.4.3 Powers		
Collector power dissipation with $T_{amb}$ or $T_{case}$ specified	$P_C$	
Total input power (d.c. or average) to all electrodes with $T_{amb}$ or $T_{case}$ specified	$P_{tot}$	---
6.4.4 Electrical parameters		
6.4.4.1 Static parameters (specified for bias conditions)		
Static value of the forward current transfer ratio (in common-emitter configuration)	$h_{21E}$ or $h_{FE}$	$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_E}{I_B} - 1$ with $V_{CE} = \text{constant}$
Static value of the input resistance (in common-emitter configuration)	$h_{11E}$ or $h_{iE}$	$h_{11E} = \frac{V_{BE}}{I_B}$ with $V_{CE} = \text{constant}$
Inherent (large-signal) forward current transfer ratio	$h_{21EL}$ or $h_{FEL}$	$h_{21EL} = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_B + I_{CBO}}$ with $V_{CE} = \text{constant}$
6.4.4.2 Small-signal parameters (specified for bias and frequency conditions)		
Small-signal value of the short-circuit input impedance:		
– in common-emitter configuration	$h_{11e}$ or $h_{ie}$	$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b}$ with $V_{ce} = \text{constant}$
– in common-base configuration	$h_{11b}$ or $h_{ib}$	$h_{11b} = \frac{V_{eb}}{I_e}$ with $V_{cb} = \text{constant}$

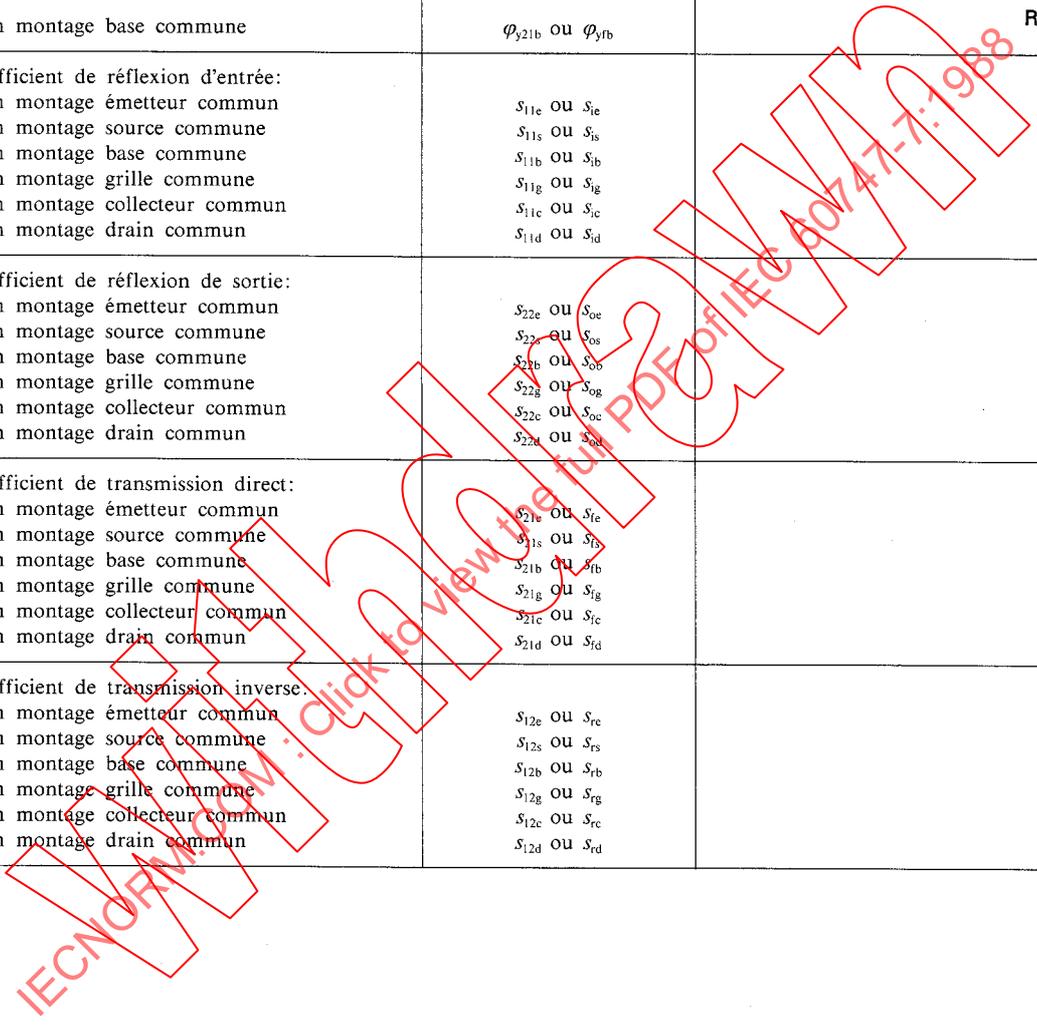
Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.4.2 (suite)		
Valeur du rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$h_{12e}$ ou $h_{re}$  $h_{12b}$ ou $h_{rb}$	$h_{12e} = \frac{V_{oc}}{V_{ce}}$ avec $I_b = \text{constante}$  $h_{12b} = \frac{V_{eb}}{V_{cb}}$ avec $I_e = \text{constante}$
Valeur du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$h_{21e}$ ou $h_{ie}$  $h_{21b}$ ou $h_{fb}$	$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b}$ avec $V_{ce} = \text{constante}$  $h_{21b} = \frac{I_c}{I_e}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$
Valeur de l'admittance de sortie, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$h_{22e}$ ou $h_{oe}$  $h_{22b}$ ou $h_{ob}$	$h_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}}$ avec $I_b = \text{constante}$  $h_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ avec $I_e = \text{constante}$
Partie réelle de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$\text{Re}(h_{11e})$  $\text{Re}(h_{11b})$	$h_{11e} = \text{Re}(h_{11e}) + \text{Im}(h_{11e})$ $h_{11b} = \text{Re}(h_{11b}) + \text{Im}(h_{11b})$
Partie imaginaire de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$\text{Im}(h_{11e})$  $\text{Im}(h_{11b})$	
Capacité d'entrée, sortie en court-circuit, pour le courant alternatif: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$C_{11es}$ ou $C_{ies}$  $C_{11bs}$ ou $C_{ibs}$	$h_{11e} \approx \text{Re}(h_{11e}) + \frac{1}{j\omega C_{11es}}$  $h_{11b} \approx \text{Re}(h_{11b}) + \frac{1}{j\omega C_{11bs}}$
Capacité d'entrée, sortie en circuit ouvert, pour le courant alternatif: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$C_{11eo}$ ou $C_{ieo}$  $C_{11bo}$ ou $C_{ibo}$	
Capacité de sortie, entrée en circuit ouvert, pour le courant alternatif: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$C_{22eo}$ ou $C_{oeo}$  $C_{22bo}$ ou $C_{obo}$	$h_{22e} = \text{Re}(h_{22e}) + j\omega C_{22eo}$  $h_{22b} = \text{Re}(h_{22b}) + j\omega C_{22bo}$

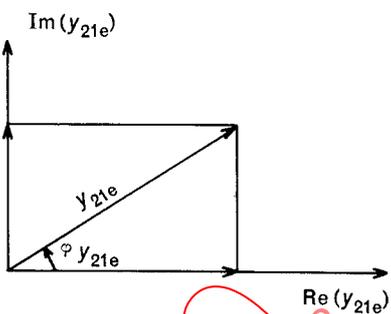
Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.4.2 (continued)		
Small-signal value of the open-circuit reverse voltage transfer ratio:		
– in common-emitter configuration	$h_{12e}$ or $h_{re}$	$h_{12e} = \frac{V_{be}}{V_{ce}}$ with $I_b = \text{constant}$
– in common-base configuration	$h_{12b}$ or $h_{rb}$	$h_{12b} = \frac{V_{eb}}{V_{cb}}$ with $I_e = \text{constant}$
Small-signal value of the short-circuit forward current transfer ratio:		
– in common-emitter configuration	$h_{21e}$ or $h_{fe}$	$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b}$ with $V_{ce} = \text{constant}$
– in common-base configuration	$h_{21b}$ or $h_{fb}$	$h_{21b} = \frac{I_c}{I_e}$ with $V_{cb} = \text{constant}$
Small-signal value of the open-circuit output admittance:		
– in common-emitter configuration	$h_{22e}$ or $h_{oe}$	$h_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}}$ with $I_b = \text{constant}$
– in common-base configuration	$h_{22b}$ or $h_{ob}$	$h_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ with $I_e = \text{constant}$
Real part of the small-signal value of the short-circuit input impedance:		$h_{11e} = \text{Re}(h_{11e}) + \text{Im}(h_{11e})$ $h_{11b} = \text{Re}(h_{11b}) + \text{Im}(h_{11b})$
– in common-emitter configuration	$\text{Re}(h_{11e})$	
– in common-base configuration	$\text{Re}(h_{11b})$	
Imaginary part of the small-signal value of the short-circuit input impedance:		
– in common-emitter configuration	$\text{Im}(h_{11e})$	
– in common-base configuration	$\text{Im}(h_{11b})$	
Input capacitance, output short-circuited to a.c.:		
– in common-emitter configuration	$C_{11es}$ or $C_{ies}$	$h_{11e} \approx \text{Re}(h_{11e}) + \frac{1}{j\omega C_{11es}}$
– in common-base configuration	$C_{11bs}$ or $C_{ibs}$	$h_{11b} \approx \text{Re}(h_{11b}) + \frac{1}{j\omega C_{11bs}}$
Input capacitance, output open-circuited to a.c.:		
– in common-emitter configuration	$C_{11eo}$ or $C_{ieo}$	
– in common-base configuration	$C_{11bo}$ or $C_{ibo}$	
Output capacitance, input open-circuited to a.c.:		
– in common-emitter configuration	$C_{22eo}$ or $C_{oeo}$	$h_{22e} = \text{Re}(h_{22e}) + j\omega C_{22eo}$
– in common-base configuration	$C_{22bo}$ or $C_{obo}$	$h_{22b} = \text{Re}(h_{22b}) + j\omega C_{22bo}$

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.4.2 (suite)		
Capacité de sortie, entrée en court-circuit, pour le courant alternatif: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$C_{22es}$ ou $C_{oes}$  $C_{22bs}$ ou $C_{obs}$	$Y_{22e} = \text{Re}(Y_{22e}) + j\omega C_{22es}$  $Y_{22b} = \text{Re}(Y_{22b}) + j\omega C_{22bs}$
Capacité de transfert inverse, entrée en court-circuit, pour le courant alternatif: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$C_{12es}$ ou $C_{res}$  $C_{12bs}$ ou $C_{rbs}$	
Capacité collecteur-base des transistors à sorties de dispositifs isolés, avec un conducteur de blindage séparé	$C_{ocb}$	
Valeur de l'admittance d'entrée, sortie en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$Y_{11e}$ ou $Y_{ie}$  $Y_{11b}$ ou $Y_{ib}$	$Y_{11e} = \frac{I_b}{V_{be}}$ avec $V_{ce} = \text{constante}$ et $y_{11e} = \frac{1}{h_{11e}}$  $Y_{11b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$ et $y_{11b} = \frac{1}{h_{11b}}$
Valeur de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$Y_{12e}$ ou $Y_{re}$  $Y_{12b}$ ou $Y_{rb}$	$y_{12e} = \frac{I_b}{V_{ce}}$ avec $V_{be} = \text{constante}$  $y_{12b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$
Valeur de l'admittance de transfert direct, sortie en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$Y_{21e}$ ou $Y_{fe}$  $Y_{21b}$ ou $Y_{fb}$	$y_{21e} = \frac{I_c}{V_{be}}$ avec $V_{ce} = \text{constante}$  $y_{21b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$
Valeur de l'admittance de sortie, entrée en court-circuit, pour de petits signaux: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$Y_{22e}$ ou $Y_{oe}$  $Y_{22b}$ ou $Y_{ob}$	$Y_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}}$ avec $V_{be} = \text{constante}$  $Y_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$
Module de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$ Y_{12e} $ ou $ Y_{re} $  $ Y_{12b} $ ou $ Y_{rb} $	
Phase de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$\varphi_{Y_{12e}}$ ou $\varphi_{Y_{re}}$  $\varphi_{Y_{12b}}$ ou $\varphi_{Y_{rb}}$	

Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.4.2 (continued)		
Output capacitance, input short-circuited to a.c.:		
– in common-emitter configuration	$C_{22es}$ or $C_{oes}$	$y_{22e} = \text{Re}(y_{22e}) + j\omega C_{22es}$
– in common-base configuration	$C_{22bs}$ or $C_{obs}$	$y_{22b} = \text{Re}(y_{22b}) + j\omega C_{22bs}$
Reverse transfer capacitance, input short-circuited to a.c.:		
– in common-emitter configuration	$C_{12es}$ or $C_{res}$	
– in common-base configuration	$C_{12bs}$ or $C_{rbs}$	
Collector-base capacitance for transistors with isolated device terminals and a separate screen lead	$C_{ocb}$	
Small-signal value of the short-circuit input admittance:		
– in common-emitter configuration	$y_{11e}$ or $y_{ie}$	$y_{11e} = \frac{I_b}{V_{be}}$ with $V_{ce} = \text{constant}$ and $y_{11e} = \frac{1}{h_{11e}}$
– in common-base configuration	$y_{11b}$ or $y_{ib}$	$y_{11b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ with $V_{cb} = \text{constant}$ and $y_{11b} = \frac{1}{h_{11b}}$
Small-signal value of the short-circuit reverse transfer admittance:		
– in common-emitter configuration	$y_{12e}$ or $y_{re}$	$y_{12e} = \frac{I_b}{V_{ce}}$ with $V_{be} = \text{constant}$
– in common-base configuration	$y_{12b}$ or $y_{rb}$	$y_{12b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ with $V_{cb} = \text{constant}$
Small-signal value of the short-circuit forward transfer admittance:		
– in common-emitter configuration	$y_{21e}$ or $y_{fe}$	$y_{21e} = \frac{I_c}{V_{be}}$ with $V_{ce} = \text{constant}$
– in common-base configuration	$y_{21b}$ or $y_{fb}$	$y_{21b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ with $V_{cb} = \text{constant}$
Small-signal value of the short-circuit output admittance:		
– in common-emitter configuration	$y_{22e}$ or $y_{oe}$	$y_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}}$ with $V_{be} = \text{constant}$
– in common-base configuration	$y_{22b}$ or $y_{ob}$	$y_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ with $V_{cb} = \text{constant}$
Modulus of the short-circuit reverse transfer admittance:		
– in common-emitter configuration	$ y_{12e} $ or $ y_{re} $	
– in common-base configuration	$ y_{12b} $ or $ y_{rb} $	
Phase of the short-circuit reverse transfer admittance:		
– in common-emitter configuration	$\phi_{y_{12e}}$ or $\phi_{y_{re}}$	
– in common-base configuration	$\phi_{y_{12b}}$ or $\phi_{y_{rb}}$	

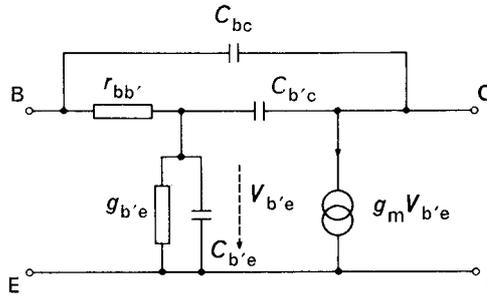
Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.4.2 (suite)		
Module de l'admittance de transfert direct, sortie en court-circuit: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$ y_{21e} $ ou $ y_{fe} $  $ y_{21b} $ ou $ y_{fb} $	
Phase de l'admittance de transfert direct, sortie en court-circuit: - en montage émetteur commun - en montage base commune	$\varphi_{y_{21e}}$ ou $\varphi_{y_{fe}}$  $\varphi_{y_{21b}}$ ou $\varphi_{y_{fb}}$	
Coefficient de réflexion d'entrée: - en montage émetteur commun - en montage source commune - en montage base commune - en montage grille commune - en montage collecteur commun - en montage drain commun	$S_{11e}$ ou $S_{ie}$ $S_{11s}$ ou $S_{is}$ $S_{11b}$ ou $S_{ib}$ $S_{11g}$ ou $S_{ig}$ $S_{11c}$ ou $S_{ic}$ $S_{11d}$ ou $S_{id}$	
Coefficient de réflexion de sortie: - en montage émetteur commun - en montage source commune - en montage base commune - en montage grille commune - en montage collecteur commun - en montage drain commun	$S_{22e}$ ou $S_{oe}$ $S_{22s}$ ou $S_{os}$ $S_{22b}$ ou $S_{ob}$ $S_{22g}$ ou $S_{og}$ $S_{22c}$ ou $S_{oc}$ $S_{22d}$ ou $S_{od}$	
Coefficient de transmission direct: - en montage émetteur commun - en montage source commune - en montage base commune - en montage grille commune - en montage collecteur commun - en montage drain commun	$S_{21e}$ ou $S_{ie}$ $S_{21s}$ ou $S_{is}$ $S_{21b}$ ou $S_{ib}$ $S_{21g}$ ou $S_{ig}$ $S_{21c}$ ou $S_{ic}$ $S_{21d}$ ou $S_{id}$	
Coefficient de transmission inverse: - en montage émetteur commun - en montage source commune - en montage base commune - en montage grille commune - en montage collecteur commun - en montage drain commun	$S_{12e}$ ou $S_{re}$ $S_{12s}$ ou $S_{rs}$ $S_{12b}$ ou $S_{rb}$ $S_{12g}$ ou $S_{rg}$ $S_{12c}$ ou $S_{rc}$ $S_{12d}$ ou $S_{rd}$	



Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.4.2 (continued)		
Modulus of the short-circuit forward transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	$ y_{21e} $ or $ y_{1e} $ $ y_{21b} $ or $ y_{1b} $	
Phase of the short-circuit forward transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	$\varphi_{y_{21e}}$ or $\varphi_{y_{1e}}$ $\varphi_{y_{21b}}$ or $\varphi_{y_{1b}}$	
Input reflection coefficient: – in common-emitter configuration – in common-source configuration – in common-base configuration – in common-gate configuration – in common-collector configuration – in common-drain configuration	$S_{11e}$ or $S_{1e}$ $S_{11s}$ or $S_{1s}$ $S_{11b}$ or $S_{1b}$ $S_{11g}$ or $S_{1g}$ $S_{11c}$ or $S_{1c}$ $S_{11d}$ or $S_{1d}$	
Output reflection coefficient: – in common-emitter configuration – in common-source configuration – in common-base configuration – in common-gate configuration – in common-collector configuration – in common-drain configuration	$S_{22e}$ or $S_{2e}$ $S_{22s}$ or $S_{2s}$ $S_{22b}$ or $S_{2b}$ $S_{22g}$ or $S_{2g}$ $S_{22c}$ or $S_{2c}$ $S_{22d}$ or $S_{2d}$	
Forward transmission coefficient: – in common-emitter configuration – in common-source configuration – in common-base configuration – in common-gate configuration – in common-collector configuration – in common-drain configuration	$S_{21e}$ or $S_{2e}$ $S_{21s}$ or $S_{2s}$ $S_{21b}$ or $S_{2b}$ $S_{21g}$ or $S_{2g}$ $S_{21c}$ or $S_{2c}$ $S_{21d}$ or $S_{2d}$	
Reverse transmission coefficient: – in common-emitter configuration – in common-source configuration – in common-base configuration – in common-gate configuration – in common-collector configuration – in common-drain configuration	$S_{12e}$ or $S_{1e}$ $S_{12s}$ or $S_{1s}$ $S_{12b}$ or $S_{1b}$ $S_{12g}$ or $S_{1g}$ $S_{12c}$ or $S_{1c}$ $S_{12d}$ or $S_{1d}$	

6.4.4.3 Paramètres du circuit équivalent hybride en  $\pi$  modifié

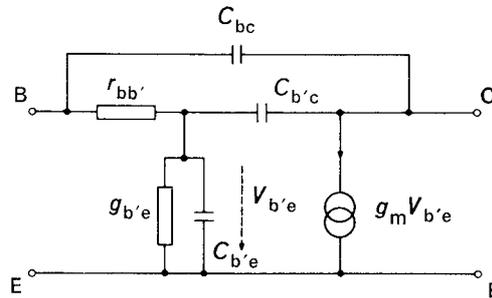
Note. — Ce circuit équivalent constitue seulement une approximation du premier ordre, valable pour la plupart des transistors dans un certain domaine de fréquences.



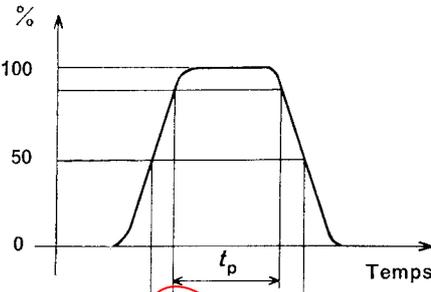
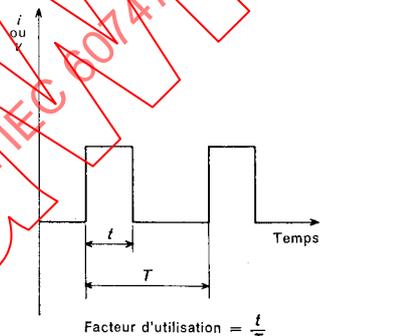
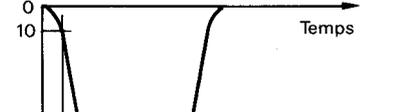
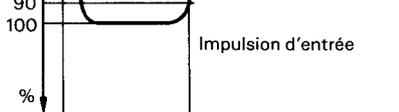
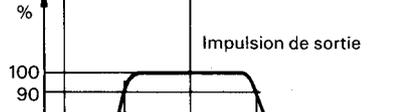
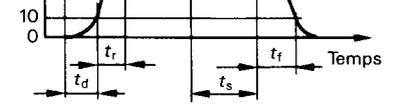
Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Résistance intrinsèque de base	$r_{bb'}$	
Conductance base intrinsèque-émetteur	$g_{b'e}$	
Capacité base intrinsèque-émetteur	$C_{b'e}$	
Capacité base intrinsèque-collecteur	$C_{b'c}$	
Transconductance intrinsèque	$g_m$	
Capacité base-collecteur	$C_{bc}$	
6.4.5 Paramètres de fréquence		
Fréquence de coupure:		
– en montage émetteur commun	$f_{h21e}$ ou $f_{hfe}$	
– en montage base commune	$f_{h21b}$ ou $f_{hfb}$	
– en montage collecteur commun	$f_{h21c}$ ou $f_{hfc}$	
Fréquence du rapport de transfert unité du courant (fréquence unité)	$f_l$	$f_l = f$ pour $ h_{21c}  = 1$
Fréquence de transition	$f_T$	$f_T = f \times  h_{21e} $ ( $h_{21e}$ est mesuré dans une région de décroissance avec une pente de 6 dB/octave)
Fréquence maximale d'oscillation	$f_{max}$	
Fréquence pour laquelle le coefficient de transmission direct est égal à l'unité:		
– en montage émetteur commun	$f_{se}, f_{ise}$	$f_{se} = f$ pour $ s_{21e}  = 1$
– en montage source commune	$f_{ss}, f_{iss}$	$f_{ss} = f$ pour $ s_{21s}  = 1$
– en montage base commune	$f_{sb}, f_{isb}$	$f_{sb} = f$ pour $ s_{21b}  = 1$
– en montage grille commune	$f_{sg}, f_{isg}$	$f_{sg} = f$ pour $ s_{21g}  = 1$
– en montage collecteur commun	$f_{sc}, f_{isc}$	$f_{sc} = f$ pour $ s_{21c}  = 1$
– en montage drain commun	$f_{sd}, f_{isd}$	$f_{sd} = f$ pour $ s_{21d}  = 1$

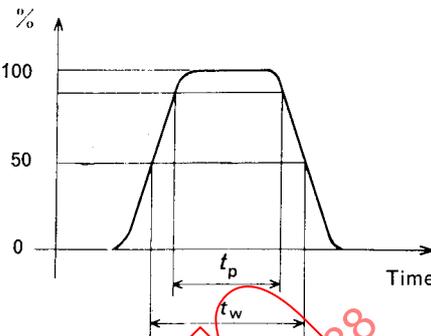
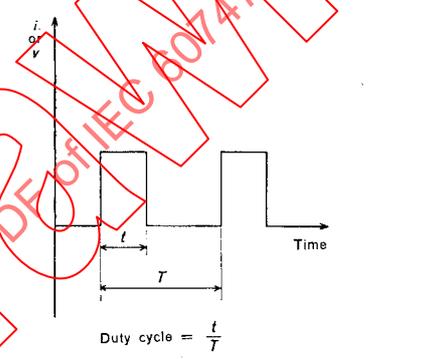
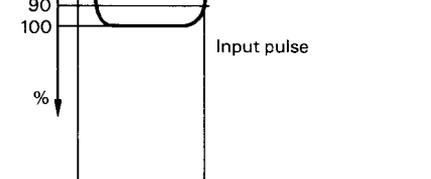
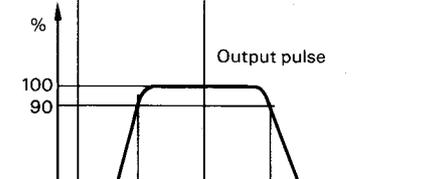
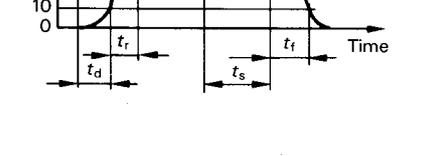
6.4.4.3 Modified hybrid  $\pi$  equivalent circuit parameters

Note. — This equivalent circuit is only a first order approximation, valid for most transistors over a certain frequency range.



Name and designation	Letter symbol	Remarks
Base intrinsic resistance	$r_{bb'}$	
Intrinsic base-emitter conductance	$g_{b'e}$	
Intrinsic base-emitter capacitance	$C_{b'e}$	
Intrinsic base-collector capacitance	$C_{b'c}$	
Intrinsic transconductance	$g_m$	
Base-collector capacitance	$C_{bc}$	
6.4.5 Frequency parameters		
Cut-off frequency:		
– in common-emitter configuration	$f_{h_{21e}}$ or $f_{h_{fe}}$	
– in common-base configuration	$f_{h_{21b}}$ or $f_{h_{fb}}$	
– in common-collector configuration	$f_{h_{21c}}$ or $f_{h_{fc}}$	
Frequency of unity current transfer ratio	$f_i$	$f_i = f$ for $ h_{21e}  = 1$
Transition frequency	$f_T$	$f_T = f \times  h_{21e} $ ( $h_{21e}$ is measured in a region where the roll-off is 6 dB/octave)
Maximum frequency of oscillation	$f_{max}$	
Frequency of unity forward transmission coefficient:		
– in common-emitter configuration	$f_{se}, f_{lse}$	$f_{se} = f$ for $ s_{21e}  = 1$
– in common-source configuration	$f_{ss}, f_{lss}$	$f_{ss} = f$ for $ s_{21s}  = 1$
– in common-base configuration	$f_{sb}, f_{lsb}$	$f_{sb} = f$ for $ s_{21b}  = 1$
– in common-gate configuration	$f_{sg}, f_{lsg}$	$f_{sg} = f$ for $ s_{21g}  = 1$
– in common-collector configuration	$f_{sc}, f_{lsc}$	$f_{sc} = f$ for $ s_{21c}  = 1$
– in common-drain configuration	$f_{sd}, f_{lsd}$	$f_{sd} = f$ for $ s_{21d}  = 1$

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.6 Paramètres de commutation		
Durée moyenne d'une impulsion	$t_w$	
Durée d'une impulsion	$t_p$	
Facteur d'utilisation	$D, \delta$	 <p>Facteur d'utilisation = <math>\frac{t}{T}</math></p>
Retard à la croissance	$t_d$	
Temps de croissance	$t_r$	 <p>Impulsion d'entrée</p>
Retard à la décroissance	$t_s$	 <p>Impulsion de sortie</p>
Temps de décroissance	$t_f$	

Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.6 <i>Switching parameters</i>		
Pulse average time	$t_w$	
Pulse time	$t_p$	
Duty cycle	$D, \delta$	 <p>Duty cycle = <math>\frac{t}{T}</math></p>
Delay time	$t_d$	
Rise time	$t_r$	 <p>Input pulse</p>
Carrier storage time	$t_s$	 <p>Output pulse</p>
Fall time	$t_f$	

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.6 (suite)		
Temps total d'établissement	$t_{on}$	$t_d + t_r$
Temps total de coupure	$t_{off}$	$t_s + t_f$
Capacité de transition de l'émetteur	$C_{Te}$	
Capacité de transition du collecteur	$C_{Tc}$	
Charge stockée	$Q_s$	
Rapport des courants transitoires en régime de saturation	$h_{21ESat}$ ou $h_{FEsat}$	
Résistance de saturation collecteur-émetteur:		
– valeur pour de petits signaux	$r_{cesat}$	
– valeur pour de grands signaux	$r_{CESat}$	
6.4.7 Grandeurs diverses		
Bruit	$N, n$	
Facteur de bruit	$F, F_n$	
Courant de bruit	$I_n$	
Tension de bruit	$V_n$	
Puissance de bruit	$P_n$	
Largeur de bande de bruit effective	$B$	
Amplification	$A$	
Amplification en courant	$A_i, A_i$	
Amplification en tension	$A_v, A_v$	
Gain	$G$	
Gain en puissance	$G_p, G_p$	
Gain d'insertion en puissance	$G_i, G_i$	
Gain composite en puissance	$G_T, G_T$	
Gain disponible en puissance	$G_A, G_A$	
Efficacité	$\eta$	
Efficacité du collecteur	$\eta_c$	
6.4.8 Paramètres relatifs au circuit externe		
Tension continue d'alimentation de l'émetteur	$V_{EE}$	
Tension continue d'alimentation de la base	$V_{BB}$	
Tension continue d'alimentation du collecteur	$V_{CC}$	
Résistance externe en série avec l'émetteur	$R_E$	
Résistance externe en série avec la base	$R_B$	

Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.6 (continued)		
Turn-on time	$t_{on}$	$t_d + t_r$
Turn-off time	$t_{off}$	$t_s + t_f$
Emitter depletion layer capacitance	$C_{Te}$	
Collector depletion layer capacitance	$C_{Tc}$	
Stored charge	$Q_s$	
Transient current ratio in saturation	$h_{21ESat}$ or $h_{FEsat}$	
Collector-emitter saturation resistance:		
– small-signal value	$r_{cesat}$	
– large-signal value	$r_{CEsat}$	
6.4.7 Sundry quantities		
Noise	$N, n$	
Noise figure	$F, F_n$	
Noise current	$I_n$	
Noise voltage	$V_n$	
Noise power	$P_n$	
Effective noise bandwidth	$B$	
Amplification	$A$	
Current amplification	$A_i, A_c$	
Voltage amplification	$A_v, A_v$	
Gain	$G$	
Power gain	$G_p, G_p$	
Insertion power gain	$G_i, G_i$	
Transducer power gain	$G_T, G_T$	
Available power gain	$G_A, G_a$	
Efficiency	$\eta$	
Collector efficiency	$\eta_c$	
6.4.8 External circuit parameters		
Emitter (d.c.) voltage supply	$V_{EE}$	
Base (d.c.) voltage supply	$V_{BB}$	
Collector (d.c.) voltage supply	$V_{CC}$	
External emitter resistance	$R_E$	
External base resistance	$R_B$	

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
6.4.8 (suite)		
Résistance externe en série avec le collecteur	$R_C$	
Résistance externe reliant la base et l'émetteur	$R_{BE}$	
Résistance du générateur	$R_G$	
Résistance de charge	$R_L$	
Capacité de charge	$C_L$	
6.4.9 Transistors bipolaires appariés		
Rapport des valeurs statiques des rapports de transfert direct du courant en émetteur commun	$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$ $\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$	La plus faible des deux valeurs figure au numérateur
Différence entre les tensions base-émetteur	$V_{BE1} - V_{BE2}$	La plus faible valeur est soustraite de la plus forte valeur
Variation de la différence des tensions base-émetteur entre deux températures	$ \Delta(V_{BE1} - V_{BE2}) _{\Delta T}$	

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-7:1988  
 Without watermark

Name and designation	Letter symbol	Remarks
6.4.8 (continued)		
External collector resistance	$R_C$	
External resistance connecting base to emitter	$R_{BE}$	
Generator resistance	$R_G$	
Load resistance	$R_L$	
Load capacitance	$C_L$	
6.4.9 Matched-pair bipolar transistors		
Ratio of static values of common-emitter forward current transfer ratio	$\frac{h_{FE1}/h_{FE2}}{h_{21E1}/h_{21E2}}$	The smaller of the two values is taken as the numerator
Difference between base-emitter voltages	$V_{BE1} - V_{BE2}$	The smaller value is subtracted from the larger value
Change in difference of base-emitter voltages between two temperatures	$ \Delta(V_{BE1} - V_{BE2}) _{\Delta T}$	

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-7:1988  
 Without watermark

## CHAPITRE III: VALEURS LIMITES ET CARACTÉRISTIQUES ESSENTIELLES

### SECTION UN — TRANSISTORS POUR SIGNAUX DE FAIBLE PUISSANCE (À L'EXCLUSION DES APPLICATIONS EN COMMUTATION)

#### 1. Généralités

##### 1.1 Gamme d'application

Cette section donne des normes pour les transistors pour signaux de faible puissance fonctionnant soit en haute fréquence, soit en basse fréquence.

##### 1.2 Méthodes de spécification

Les transistors pour signaux de faible puissance peuvent être spécifiés comme des dispositifs à température ambiante spécifiée ou à température de boîtier spécifiée.

##### 1.3 Températures recommandées

Plusieurs des valeurs limites et des caractéristiques doivent être indiquées à une température de 25 °C et à une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée doit être choisie par le fabricant dans la liste donnée dans la Publication 747-1, chapitre VI, article 5.

#### 2. Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes doivent être indiquées:

##### 2.1 Températures

2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement, ambiante ou de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).

2.1.2 Domaine de températures de stockage ( $T_{stg}$ ).

##### 2.2 Tensions et courants

Les valeurs limites de tensions et courants indiquées doivent couvrir le fonctionnement du dispositif dans le domaine spécifié de températures de fonctionnement. Si ces valeurs limites (par exemple: courant direct, tension inverse, etc.) dépendent de la température, cette dépendance devra être indiquée.

Les valeurs limites suivantes s'appliquent à la fois aux valeurs continues et aux valeurs de crête.

2.2.1 Tension maximale collecteur-base pour un courant d'émetteur nul ( $V_{CBO}$ ).

2.2.2 Tension maximale collecteur-émetteur pour un courant de base nul ( $V_{CEO}$ ).

2.2.3 Tension maximale inverse émetteur-base pour un courant de collecteur nul ( $V_{EBO}$ ).

2.2.4 Courant maximal de collecteur ( $I_C$ ).

**CHAPTER III: ESSENTIAL RATINGS AND CHARACTERISTICS****SECTION ONE — LOW-POWER SIGNAL TRANSISTORS  
(EXCLUDING SWITCHING APPLICATIONS)****1. General****1.1 Range of application**

This section gives standards for low-power signal transistors applicable for operation at either high or low frequencies.

**1.2 Rating methods**

Low-power signal transistors should be specified as ambient-rated or as case-rated devices.

**1.3 Recommended temperatures**

Many of the ratings and characteristics are required to be quoted at a temperature of 25 °C, and at another specified temperature. Unless otherwise stated, the other temperature should be chosen by the manufacturer from the list in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 5.

**2. Ratings (limiting values)**

The following ratings shall be stated:

**2.1 Temperatures**

2.1.1 Range of operating temperatures, ambient or case ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).

2.1.2 Range of storage temperatures ( $T_{stg}$ ).

**2.2 Voltages and currents**

The voltage and current ratings given must cover the operation of the device over the rated range of operating temperatures. Where such ratings (e.g. forward current, reverse voltage, etc.) are temperature dependent, this dependence shall be indicated.

The values of the following ratings apply for both continuous and peak conditions.

2.2.1 Maximum collector-base voltage with zero emitter current ( $V_{CBO}$ ).

2.2.2 Maximum collector-emitter voltage with zero base current ( $V_{CEO}$ ).

2.2.3 Maximum emitter-base reverse voltage with zero collector current ( $V_{EBO}$ ).

2.2.4 Maximum collector current ( $I_C$ ).

2.2.5 Courant maximal d'émetteur (s'il y a lieu) ( $I_E$ ).

2.2.6 Courant maximal de base (s'il y a lieu) ( $I_B$ ).

### 2.3 Dissipation de puissance

Dissipation totale de puissance maximale en fonction de la température dans le domaine des températures de fonctionnement, ou

Résistance thermique maximale entre la jonction et le boîtier ou la jonction et l'ambiance, température virtuelle (équivalente) maximale de jonction et valeur maximale de la dissipation de puissance.

Toutes les exigences spéciales en relation avec les conditions de ventilation et/ou de montage seront indiquées.

## 3. Caractéristiques

### 3.1 Généralités

Les paramètres suivants doivent être indiqués. Les valeurs doivent être indiquées pour une des tensions et/ou pour un des courants choisis dans la liste de la Publication 747-1, chapitre VI, article 6.

### 3.2 Courant résiduel collecteur-base ( $I_{CBO}$ )

3.2.1 Valeur maximale à 25 °C pour la valeur limite de la tension maximale collecteur-base.

3.2.2 Valeur maximale pour une tension collecteur-base spécifiée, à haute température de fonctionnement et pour une puissance dissipée presque nulle. La température doit être choisie dans la liste de la Publication 747-1 de la CEI, chapitre VI, article 5.

### 3.3 Courant résiduel émetteur-base ( $I_{EBO}$ )

Valeur maximale à 25 °C pour une tension émetteur-base spécifiée.

### 3.4 Tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CEsat}$ )

Valeur maximale ou, s'il y a lieu, valeur typique (voir la note), à 25 °C pour un courant collecteur et un courant de base spécifiés.

*Note.* — Dans des cas spéciaux (par exemple dans certaines applications haute fréquence) où cette caractéristique n'est pas essentielle, on peut donner seulement une valeur typique pour  $V_{CEsat}$ .

### 3.5 Tension base-émetteur ( $V_{BE}$ )

Valeur typique et, s'il y a lieu, valeur maximale à 25 °C pour un courant collecteur et pour une tension collecteur-émetteur spécifiés.

### 3.6 Valeur statique, en montage émetteur commun, du rapport de transfert direct du courant (tension de sortie maintenue constante) ( $h_{21E}$ )

Valeur(s) minimale et, s'il y a lieu, maximale (voir la note) à 25 °C, pour une tension collecteur-émetteur et un courant collecteur spécifiés.

*Note.* — Dans des cas spéciaux (par exemple dans certaines applications haute fréquence) où cette caractéristique n'est pas essentielle, seule une valeur minimale de  $h_{21E}$  est exigée.

2.2.5 Maximum emitter current (where appropriate) ( $I_E$ ).

2.2.6 Maximum base current (where appropriate) ( $I_B$ ).

### 2.3 Power dissipation

Maximum total power dissipation as a function of temperature over the range of operating temperatures, or

Maximum thermal resistance, junction to case, or junction to ambient, maximum virtual (equivalent) junction temperature, and maximum value of power dissipation.

Any special requirements for ventilation and/or mounting shall be specified.

## 3. Characteristics

### 3.1 General

The following parameters shall be stated. The values shall be stated at one of the voltages and/or currents taken from the list in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 6.

### 3.2 Collector-base cut-off current (reverse current) ( $I_{CBO}$ )

3.2.1 Maximum value at 25 °C at the rated maximum collector-base voltage.

3.2.2 Maximum value at a specified collector-base voltage, at a high operating temperature and at approximately zero power dissipation. The temperature shall be chosen from the list in IEC Publication 747-1, Chapter VI, Clause 5.

### 3.3 Emitter-base cut-off current (reverse current) ( $I_{EBO}$ )

Maximum value at 25 °C and at a specified emitter-base voltage.

### 3.4 Collector-emitter saturation voltage ( $V_{CEsat}$ )

Maximum value, or typical value as appropriate (see note), at 25 °C and at specified collector and base currents.

*Note.* — For special cases (e.g. some high frequency applications), where this characteristic is not essential, only a typical value for  $V_{CEsat}$  may be given.

### 3.5 Base-emitter voltage ( $V_{BE}$ )

Typical value and, where appropriate, maximum value at 25 °C, at specified collector current and specified collector-emitter voltage.

### 3.6 Static value of the common-emitter forward current transfer ratio (output voltage held constant) ( $h_{21E}$ )

Minimum and, where appropriate, maximum values (see note) at 25 °C, at specified collector-emitter voltage and specified collector current.

*Note.* — For special cases (e.g. some high frequency applications), where this characteristic is not essential, only a minimum value for  $h_{21E}$  is required.

### 3.7 Paramètres pour petits signaux en basse fréquence (montage émetteur commun)

Les paramètres  $h$  suivants doivent être indiqués à 25 °C, à une fréquence à laquelle il n'y a pas de composantes réactives appréciables, pour des conditions de polarisation spécifiées:

$h_{11e}$  ou  $h_{ie}$  = résistance d'entrée, la sortie étant court-circuitée au point de vue alternatif (s'il y a lieu).

Valeurs minimale et maximale.

$h_{21e}$  ou  $h_{fe}$  = rapport de transfert direct du courant, la sortie étant court-circuitée au point de vue alternatif (s'il y a lieu).

Valeurs minimale et maximale.

$h_{22e}$  ou  $h_{oe}$  = conductance de sortie, l'entrée étant en circuit ouvert au point de vue alternatif (s'il y a lieu).

Valeur maximale.

### 3.8 Fréquence de transition $f_T$ ou valeur de $|h_{21e}|$ à une fréquence élevée spécifiée

Soit:

Valeurs typique et minimale de  $f_T$  pour des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur.

Soit:

Valeurs typique et minimale de  $|h_{21e}|$  à une fréquence spécifiée dans la gamme où  $|h_{21e}|$  décroît suivant une loi approximative de 6 dB/octave et à des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur.

En spécifiant  $|h_{21e}|$ , la fréquence doit être choisie de préférence dans la série 1, 2,  $5 \times 10^n$  Hz et être telle que  $|h_{21e}|$  soit dans la gamme de 2 à 10.

### 3.9 Capacité de sortie ( $C_{23b}$ ou $C_{ob}$ )

Note. — Pour les transistors haute fréquence, on peut remplacer la capacité  $C_{23b}$  par la somme de la capacité de jonction du collecteur  $C_c$  et de la capacité collecteur-base  $C_{cb}$ .

Les informations suivantes doivent être données à 25 °C seulement.

#### 3.9.1 Transistor à 3 bornes

Valeur maximale et, s'il y a lieu, valeur minimale pour un courant continu d'émetteur nul, pour une tension et une fréquence spécifiées; le mode de connexion du boîtier doit être indiqué.

#### 3.9.2 Transistor à 4 bornes

Valeur maximale et, s'il y a lieu, valeur minimale pour un courant continu d'émetteur nul, pour une tension et une fréquence spécifiées; le mode de connexion de la 4<sup>e</sup> borne doit être indiqué.

### 3.10 Facteur de bruit (s'il y a lieu)

Valeur maximale dans des conditions spécifiées de gamme de fréquences, de polarisation et d'impédance de source.

### 3.7 Low frequency small-signal parameters (common-emitter)

The following  $h$ -parameters shall be stated at 25 °C, at a frequency at which there are no appreciable reactive components, and under specified d.c. bias conditions:

$h_{11e}$  or  $h_{ie}$  = input resistance with output short-circuited to a.c. (where appropriate).  
Minimum and maximum values.

$h_{21e}$  or  $h_{fe}$  = forward current transfer ratio with output short-circuited to a.c. (where appropriate).  
Minimum and maximum values.

$h_{22e}$  or  $h_{oe}$  = output conductance with input open-circuited to a.c. (where appropriate).  
Maximum value.

### 3.8 Transition frequency $f_T$ or value of $|h_{21e}|$ at a specified high frequency

Either:

Typical and minimum values of  $f_T$  at specified values of collector current and collector-emitter voltage.

Or:

Typical and minimum values of  $|h_{21e}|$  at a specified frequency in the range in which  $|h_{21e}|$  is decreasing at the rate of approximately 6 dB/octave and at specified values of collector current and collector-emitter voltage.

In specifying  $|h_{21e}|$ , the frequency shall be chosen preferably from the series 1, 2,  $5 \times 10^n$  Hz and should be such that  $|h_{21e}|$  is in the range of 2 to 10.

### 3.9 Output capacitance ( $C_{22b}$ or $C_{ob}$ )

*Note.* — For high frequency transistors, the capacitance  $C_{22b}$  may be replaced by the sum of the collector junction capacitance  $C_c$  and the collector-base terminal capacitance  $C_{cb}$ .

The following information shall be given at 25 °C only.

#### 3.9.1 3-terminal transistors

Maximum and, where appropriate, minimum values at zero d.c. emitter current, for specified voltage and frequency; the connection of the case shall be stated.

#### 3.9.2 4-terminal transistors

Maximum and, where appropriate, minimum values at zero d.c. emitter current, for specified voltage and frequency; the connection of the fourth terminal shall be stated.

### 3.10 Noise factor (where appropriate)

Maximum value under specified conditions of frequency range, bias and source impedance.

### 3.11 Paramètres haute fréquence (pour transistors haute fréquence)

Dans cette section, le terme «haute fréquence» est utilisé conformément à la pratique courante dans le domaine des dispositifs à semiconducteurs pour indiquer le genre des paramètres requis et ne signifie pas nécessairement «haute fréquence» dans le sens traditionnel utilisé en radiocommunication, à savoir: fréquence de 3 à 30 MHz.

Ces paramètres doivent être indiqués à 25 °C seulement.

#### 3.11.1 Applications d'usage général

Ces paramètres sont prévus pour représenter les performances du transistor dans une gamme de fréquences indiquées par le fabricant et seront utiles pour des applications d'usage général dans les amplificateurs de petits signaux.

Ils doivent être spécifiés comme suit:

- Valeur minimale de la partie réelle de l'impédance d'entrée, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit,  $Re(h_{11e})$ , pour des valeurs spécifiées de  $I_C$ , de  $V_{CE}$  et à une fréquence très élevée.
- Valeur maximale du rapport de transfert inverse de la tension, en montage base commune, entrée en circuit ouvert  $|h_{12b}|$ , pour des valeurs spécifiées de  $I_E$ , de  $V_{CB}$  et à une fréquence appropriée
- Valeur minimale du rapport de transfert direct du courant, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit  $|h_{21e}|$ , pour des valeurs spécifiées de  $I_C$  et de  $V_{CE}$  et pour une fréquence appropriée (voir paragraphe 3.8).
- Valeur maximale de la capacité de sortie  $C_{22b}$ .

Ce paramètre doit être spécifié de la même manière que celle indiquée au paragraphe 3.9.

*Note explicative* concernant la relation entre le jeu des paramètres haute fréquence et les paramètres du circuit équivalent hybride en  $\pi$  modifié.

Les quatre valeurs caractéristiques:

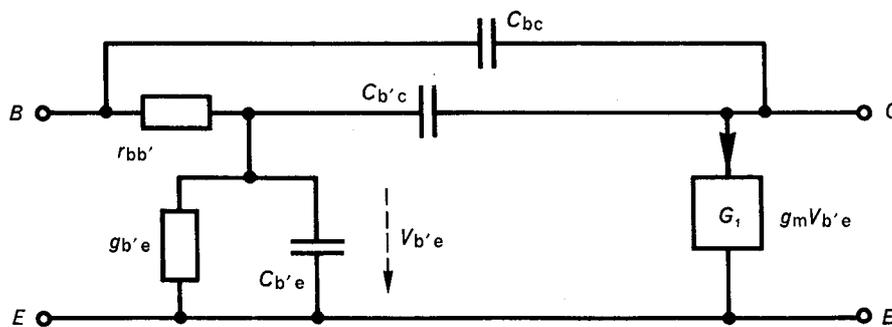
$Re(h_{11e})$  à une fréquence élevée  $f_{h1}$

$|h_{21b}|$  à une fréquence moyenne  $f_m$

$|h_{21e}|$  à une fréquence élevée  $f_{h2}$  (où  $|h_{21e}|$  décroît approximativement à un taux de 6 dB/octave) et

$C_{22b}$

peuvent être utilisées pour le calcul d'un circuit d'amplificateur au moyen du circuit équivalent ci-après:



$G_1$  = générateur de courant

FIG. 4. — Circuit équivalent.

### 3.11 High frequency parameters (for high frequency transistors)

In this section, the term “high frequency” is used in accordance with common practice with semiconductor devices to indicate the sort of parameters required, and does not necessarily mean “high frequency” in the traditional sense used in radiocommunication, i.e. 3–30 MHz.

These parameters shall be stated at 25 °C only.

#### 3.11.1 General purpose applications

These parameters are intended to represent the performance of the transistor over a range of frequencies as indicated by the manufacturer, and would be useful for general purpose small-signal amplifiers.

They should be specified as follows:

- Minimum value of real part of the short-circuit common-emitter input impedance  $\text{Re}(h_{11e})$ , at specified values of  $I_C$ ,  $V_{CE}$  and very high frequency.
- Maximum value of the magnitude of the common-base open-circuit reverse voltage transfer ratio  $|h_{12b}|$  at specified values of  $I_E$ ,  $V_{CB}$  and appropriate frequency.
- Minimum value of the magnitude of the short-circuit common-emitter forward current transfer ratio  $|h_{21e}|$ , at specified values of  $I_C$  and  $V_{CE}$  and appropriate frequency (see Sub-clause 3.8).
- Maximum value of the output capacitance  $C_{22b}$ .

This parameter shall be specified in the same way as in Sub-clause 3.9.

*Explanatory note* concerning the relationship between the set of high-frequency parameters and the parameters of the modified hybrid  $\pi$  equivalent circuit.

The four characteristic values:

$\text{Re}(h_{11e})$  at a high frequency  $f_{h1}$

$|h_{21b}|$  at a medium frequency  $f_m$

$|h_{21e}|$  at a high frequency  $f_{h2}$  (where  $|h_{21e}|$  is decreasing at a slope of approximately 6 dB/octave) and

$C_{22b}$

can be used for the design of an amplifier circuit by means of the following equivalent circuit:

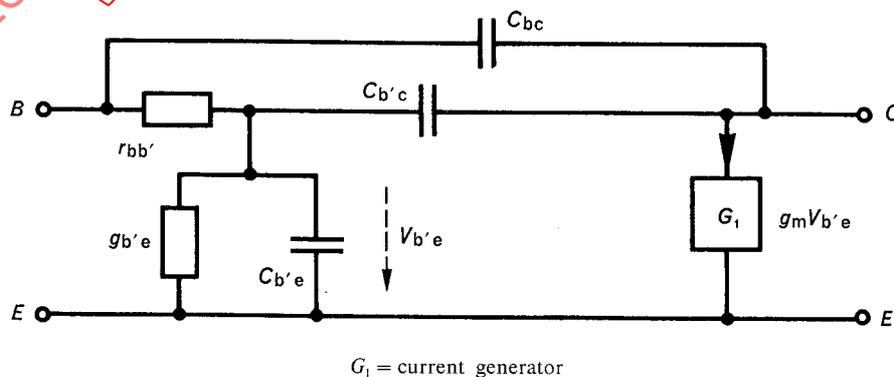


FIG. 4. — Equivalent circuit.

On peut calculer les valeurs des éléments de ce circuit équivalent avec une approximation assez bonne au moyen des formules suivantes:

- 1)  $r_{bb'}$  = Re ( $h_{11e}$ ) à la fréquence élevée  $f_{h1}$
- 2)  $g_{b'e}$  =  $\frac{qI_E}{kT} (1 - |h_{21bo}|)$ , où  $h_{21bo}$  est le rapport de transfert direct du courant, en petits signaux, en montage base commune et en basse fréquence
- 3)  $C_{b'e}$  =  $\frac{qI_E}{kT} \cdot \frac{1}{2\pi f_T}$

On peut calculer  $f_T$  à partir de la valeur de  $|h_{21e}|$  à la fréquence  $f_{h2}$ , puisque:

$$f_T = |h_{21e}| \cdot f_{h2}$$

- 4)  $C_{b'e}$  =  $\frac{|h_{12b}|}{2\pi r_{bb'} f_m} = \frac{|h_{12b}|}{2\pi f_m \text{Re}(h_{11e})}$
- 5)  $C_{b'e} + C_{be} = C_{22b}$ ;  $C_{be} = C_{22b} - C_{b'e}$
- 6)  $g_m$  =  $\frac{qI_E}{kT}$

On fait remarquer que ces formules ainsi que le circuit équivalent lui-même constituent seulement une approximation du premier ordre, valable pour la plupart des transistors dans un certain domaine de fréquences. En particulier, il faut se rappeler que  $g_m$  peut produire un déphasage supplémentaire dont il n'est pas tenu compte dans les formules ci-dessus. (Les grandeurs utilisées dans les formules ci-dessus sont définies au paragraphe 11.3.2.)

### 3.11.2 Applications d'usage spécial

#### a) Paramètres $y$

Les paramètres « $y$ » suivants fournissent un jeu de paramètres du quadripôle à une fréquence spécifiée, par exemple à une fréquence intermédiaire normalisée.

Valeurs typiques et, s'il y a lieu, valeurs minimales et/ou maximales.

Un jeu complet des paramètres suivants, sous forme complexe, est requis à une fréquence spécifiée et pour des conditions de polarisation spécifiées,

soit, premier jeu:

Admittance d'entrée, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit	$Y_{11e}$
Admittance de transfert inverse, en montage émetteur commun, entrée en court-circuit	$Y_{12e}$ *
Admittance de transfert direct, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit	$Y_{21e}$
Admittance de sortie, en montage émetteur commun, entrée en court-circuit	$Y_{22e}$

soit, second jeu:

Admittance d'entrée, en montage base commune, sortie en court-circuit	$Y_{11b}$
Admittance de transfert inverse, en montage base commune, entrée en court-circuit	$Y_{12b}$ *
Admittance de transfert direct, en montage base commune, sortie en court-circuit	$Y_{21b}$
Admittance de sortie, en montage base commune, entrée en court-circuit	$Y_{22b}$

\* Si, pour des raisons de difficulté de mesure,  $y_{12}$  ne peut pas être donné dans l'un des montages, il sera indiqué dans l'autre.

The values of the elements of this equivalent circuit can be calculated with a fairly good accuracy by means of the following formulae:

- 1)  $r_{bb'}$  = Re ( $h_{11e}$ ) at high frequency  $f_{h1}$
- 2)  $g_{b'e}$  =  $\frac{qI_E}{kT} (1 - |h_{21bo}|)$ , where  $h_{21bo}$  is the small-signal forward current transfer ratio, in the common-base configuration and at a low frequency

$$3) C_{b'e} = \frac{qI_E}{kT} \cdot \frac{1}{2\pi f_T}$$

$f_T$  can be computed from the value of  $|h_{21e}|$  at frequency  $f_{h2}$ , since:

$$f_T = |h_{21e}| \cdot f_{h2}$$

$$4) C_{b'e} = \frac{|h_{12b}|}{2\pi r_{bb'} f_m} = \frac{|h_{12b}|}{2\pi f_m \operatorname{Re}(h_{11e})}$$

$$5) C_{b'e} + C_{be} = C_{22b}; \quad C_{be} = C_{22b} - C_{b'e}$$

$$6) g_m = \frac{qI_E}{kT}$$

It is pointed out that these formulae as well as the equivalent circuit itself are only a first order approximation, valid for most transistors over a certain frequency range. In particular, it should be borne in mind that  $g_m$  may involve an additional phase-shift which is not taken into account by the above formulae. (The values used in the above formulae are defined in Sub-clause 11.3.2.)

### 3.11.2 Special purpose applications

#### a) *y*-parameters

The following "y" parameters provide a set of four-pole parameters at a specified frequency, for instance at a standard intermediate frequency.

Typical values and, where appropriate, minimum and/or maximum values.

One complete set of the following parameters in the complex form is required at a specified frequency and for specified bias conditions,

either first set:

Common-emitter short-circuit input admittance	$Y_{11e}$
Common-emitter short-circuit reverse transfer admittance	$Y_{12e}^*$
Common-emitter short-circuit forward transfer admittance	$Y_{21e}$
Common-emitter short-circuit output admittance	$Y_{22e}$

or second set:

Common-base short-circuit input admittance	$Y_{11b}$
Common-base short-circuit reverse transfer admittance	$Y_{12b}^*$
Common-base short-circuit forward transfer admittance	$Y_{21b}$
Common-base short-circuit output admittance	$Y_{22b}$

\* If  $y_{12}$  cannot be stated in one of the configurations because of the difficulty of measurement,  $y_{12}$  may be substituted in the other configuration.

*b) Paramètres  $s$*

Au lieu des paramètres  $y$ , on peut donner sous forme complexe les paramètres  $s$  suivants. Ils doivent être donnés pour une résistance de charge de 50 ohms et dans la configuration recommandée, pour des conditions spécifiées de polarisation, de température (25 °C) et de montage:

- $s_{11}$  — Valeur typique
- $s_{22}$  — Valeur typique
- $s_{12}$  — Valeur typique
- $s_{21}$  — Valeurs minimale et typique.

Si le fabricant recommande l'utilisation du transistor à une fréquence spécifiée, on doit alors donner les valeurs des paramètres  $s$  à cette fréquence.

Si le fabricant propose un fonctionnement dans une gamme de fréquences, on doit alors donner les paramètres  $s$  à deux fréquences dans la gamme des fréquences de fonctionnement recommandées. En outre, des courbes peuvent être incluses dans la rubrique «Données d'applications».

3.12 *Caractéristiques spécifiques des transistors bipolaires appariés, utilisés dans les applications différentielles en basse fréquence*

3.12.1 *Rapport des valeurs statiques des rapports de transfert du courant direct en émetteur commun*

Valeur minimale du rapport  $h_{FE1}/h_{FE2}$ , où  $h_{FE1}$  et  $h_{FE2}$  sont les valeurs statiques des rapports de transfert direct du courant en émetteur commun des deux transistors, pour une tension ( $V_{CE}$ ) et un courant ( $I_C$ ) spécifiés.

*Note.* — Ce rapport est le quotient de la plus petite valeur par la plus grande.

3.12.2 *Différence entre les tensions base-émetteur*

Valeur absolue maximale de la différence entre les tensions base-émetteur des deux transistors, pour une tension ( $V_{CE}$ ) et un courant ( $I_C$ ) spécifiés.

3.12.3 *Variation de la différence des tensions base-émetteur entre deux températures:*

$$|\Delta(V_{BE1} - V_{BE2})|_{\Delta T}$$

Valeur absolue maximale de la variation de la différence des tensions base-émetteur (décrite dans le paragraphe 3.12.2) entre deux températures spécifiées, pour une même tension ( $V_{CE}$ ) et un même courant ( $I_C$ ) spécifiés.

4. **Données d'applications**

A l'étude.

b) *s*-parameters

As an alternative to the *y*-parameters, the following *s*-parameters may be given in the complex form. They shall be stated with reference to a resistive load of 50 ohms and for the recommended configuration under specified conditions of bias, temperature (25 °C) and mounting:

- $s_{11}$  — Typical value
- $s_{22}$  — Typical value
- $s_{12}$  — Typical value
- $s_{21}$  — Minimum and typical values.

If the manufacturer recommends the transistor for use at a specified frequency, the values of the *s*-parameters shall then be stated at this frequency.

If the manufacturer proposes operation over a range of frequencies, the *s*-parameters shall then be stated at two frequencies within the recommended range of operating frequencies. In addition, curves may be included in the section on "Application data".

3.12 *Specific characteristics of matched-pair bipolar transistors, used in low-frequency differential applications*

3.12.1 *Ratio of static values of common-emitter forward current transfer ratios*

Minimum value of the ratio  $h_{FE1}/h_{FE2}$ , where  $h_{FE1}$  and  $h_{FE2}$  are the static values of the common-emitter forward current transfer ratio of each transistor, under specified voltage ( $V_{CE}$ ) and current ( $I_C$ ).

*Note.* — This ratio should be the smaller value divided by the larger value.

3.12.2 *Difference between base-emitter voltages*

Maximum absolute value of the difference between the base-emitter voltages of the two transistors, under specified voltage ( $V_{CE}$ ) and current ( $I_C$ ).

3.12.3 *Change in difference of base-emitter voltages between two temperatures:*

$$|\Delta(V_{BE1} - V_{BE2})|_{\Delta T}$$

Maximum absolute value of the change in the difference of the base-emitter voltages (as in Sub-clause 3.12.2) between two specified temperatures, at specified voltage ( $V_{CE}$ ) and current ( $I_C$ ).

4. **Application data**

Under consideration.

SECTION DEUX — TRANSISTORS DE PUISSANCE  
(À L'EXCLUSION DES APPLICATIONS EN COMMUTATION  
ET EN HAUTE FRÉQUENCE)

1. Généralités

1.1 Gamme d'application

Cette section donne des normes pour les transistors de puissance (à l'exclusion des applications en commutation et en haute fréquence).

1.2 Méthodes de spécification

Les transistors de puissance peuvent être spécifiés soit comme des dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée, soit pour les deux conditions à la fois, s'il y a lieu.

1.3 Températures recommandées

Plusieurs des valeurs limites et des caractéristiques doivent être indiquées à une température de 25 °C et à une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée doit être choisie par le fabricant dans la liste donnée dans la Publication 747-1, chapitre VI, article 5.

2. Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes doivent être indiquées:

2.1 Températures

2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement, ambiante ou de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).

2.1.2 Domaine de températures de stockage ( $T_{stg}$ ).

2.2 Tensions et courants

Les valeurs limites de tensions et courants indiquées doivent couvrir le fonctionnement du dispositif dans le domaine spécifié de températures de fonctionnement. Si ces valeurs limites (par exemple: courant direct, tension inverse, etc.) dépendent de la température, cette dépendance doit être indiquée.

Les valeurs limites suivantes de tension et de courant s'appliquent à la fois aux valeurs continues et aux valeurs de crête:

2.2.1 Tension maximale collecteur-base pour un courant émetteur nul ( $V_{CBO}$ ).

2.2.2 Tension maximale collecteur-émetteur pour un courant de base nul ( $V_{CEO}$ ).

2.2.3 Tension inverse maximale émetteur-base pour un courant collecteur nul ( $V_{EBO}$ ).

2.2.4 Courant maximal de collecteur ( $I_C$ ).

SECTION TWO — POWER TRANSISTORS  
(EXCLUDING SWITCHING AND HIGH FREQUENCY APPLICATIONS)

**1. General**

**1.1 Range of application**

This section gives standards for power transistors (excluding switching and high frequency applications).

**1.2 Rating methods**

Power transistors should be specified either as ambient-rated, or case-rated devices or, where appropriate, as both.

**1.3 Recommended temperatures**

Many of the ratings and characteristics are required to be quoted at a temperature of 25 °C, and at another specified temperature. Unless otherwise stated, the other temperature should be chosen by the manufacturer from the list in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 5.

**2. Ratings (limiting values)**

The following ratings should be stated:

**2.1 Temperatures**

2.1.1 Range of operating temperatures, ambient or case ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).

2.1.2 Range of storage temperatures ( $T_{stg}$ ).

**2.2 Voltages and currents**

The voltage and current ratings given must cover the operation of the device over the rated range of operating temperatures. Where such ratings (e.g. forward current, reverse voltage, etc.) are temperature-dependent, this dependence shall be indicated.

The values of the following voltage and current ratings apply for both continuous and peak conditions:

2.2.1 Maximum collector-base voltage with zero emitter current ( $V_{CBO}$ ).

2.2.2 Maximum collector-emitter voltage with zero base current ( $V_{CEO}$ ).

2.2.3 Maximum emitter-base reverse voltage with zero collector current ( $V_{EBO}$ ).

2.2.4 Maximum collector current ( $I_C$ ).

2.2.5 Courant maximal d'émetteur (s'il y a lieu) ( $I_E$ ).

2.2.6 Courant maximal de base ( $I_B$ ).

### 2.3 Dissipation de puissance

Dissipation totale de puissance maximale en fonction de la température dans le domaine des températures de fonctionnement, ou

Résistance thermique maximale entre la jonction et le boîtier ou la jonction et l'ambiance, température virtuelle (équivalente) maximale de jonction et valeur maximale de la dissipation de puissance.

Toutes les exigences spéciales en relation avec les conditions de ventilation et/ou de montage seront spécifiées.

## 3 Caractéristiques

### 3.1 Généralités

Les valeurs doivent être indiquées de préférence à une tension et/ou à un courant choisis dans la liste de la Publication 747-1, chapitre VI, article 6.

### 3.2 Courant résiduel collecteur-base ( $I_{CBO}$ )

3.2.1 Valeur maximale à 25 °C pour la valeur limite de la tension maximale collecteur-base.

3.2.2 Valeur maximale pour une tension collecteur-base spécifiée, pour une haute température de fonctionnement et pour une dissipation de puissance approximativement nulle. La température doit être choisie dans la liste de la Publication 747-1, chapitre VI, article 5.

### 3.3 Tension directe base-émetteur ( $V_{BE}$ )

Valeur typique et, s'il y a lieu, valeur maximale à 25 °C pour un courant collecteur et une tension collecteur-émetteur spécifiés.

### 3.4 Tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CESat}$ )

Valeur maximale à 25 °C pour une valeur élevée du courant collecteur et un courant de base spécifiés.

### 3.5 Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en montage émetteur commun ( $h_{21E}$ )

Valeurs minimale et maximale à 25 °C pour une faible valeur de la tension collecteur-émetteur spécifiée et une valeur élevée spécifiée du courant soit d'émetteur, soit de collecteur.

Quand la composante  $I_{CBO}$  n'est pas négligeable, le rapport de transfert intrinsèque direct  $|h_{21EL}|$  du courant (pour de grands signaux) doit être indiqué.

### 3.6 Fréquence de transition $f_T$ ou valeur de $|h_{21e}|$ à une fréquence élevée spécifiée

Soit:

Valeurs typique et minimale de  $f_T$ , pour des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur,

2.2.5 Maximum emitter current (where appropriate) ( $I_E$ ).

2.2.6 Maximum base current ( $I_B$ ).

### 2.3 Power dissipation

Maximum total power dissipation as a function of temperature over the range of operating temperatures, or

Maximum thermal resistance, junction to case or junction to ambient, maximum virtual (equivalent) junction temperature, and maximum value of power dissipation.

Any special requirements for ventilation and/or mounting should be specified.

## 3. Characteristics

### 3.1 General

The values shall be stated at one of the voltages and/or currents taken from the list in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 6.

### 3.2 Collector-base cut-off current (reverse current) ( $I_{CBO}$ )

3.2.1 Maximum value at 25 °C at the rated maximum collector-base voltage.

3.2.2 Maximum value at a specified collector-base voltage, at a high operating temperature and at approximately zero power dissipation. The temperature shall be chosen from the list in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 5.

### 3.3 Base-emitter forward voltage ( $V_{BE}$ )

Typical and, where appropriate, maximum values at 25 °C, at specified collector current and collector-emitter voltage.

### 3.4 Collector-emitter saturation voltage ( $V_{CESat}$ )

Maximum value at 25 °C at a specified high value of collector current and at a specified base current.

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

Minimum and maximum values at 25 °C at a specified low value of collector-emitter voltage and a specified high value of either emitter or collector current.

When the  $I_{CBO}$  component is significant, the inherent (large signal) forward current transfer ratio  $|h_{21EL}|$  shall be stated.

### 3.6 Transition frequency $f_T$ or value of $|h_{21c}|$ at a specified high frequency

Either:

Typical and minimum values of  $f_T$  at specified values of collector current and collector-emitter voltage,

soit:

Valeurs typique et minimale de  $|h_{21e}|$  à une fréquence spécifiée dans la gamme où  $|h_{21e}|$  décroît suivant une loi approximative de 6 dB/octave et pour des valeurs spécifiées du courant collecteur ou de la tension collecteur-émetteur.

En spécifiant  $|h_{21e}|$ , la fréquence doit être choisie de préférence dans la série 1, 2,  $5 \times 10^n$  Hz et être telle que  $|h_{21e}|$  soit dans la gamme de 2 à 10.

### 3.7 Capacité de sortie $C_{22b}$ (s'il y a lieu)

Valeur maximale à 25 °C, pour un courant continu d'émetteur nul et pour des valeurs spécifiées de la tension  $V_{CB}$  et de la fréquence.

## 4. Données d'applications

A l'étude.

# SECTION TROIS — TRANSISTORS DE PUISSANCE HAUTE FRÉQUENCE POUR APPLICATIONS EN AMPLIFICATEURS ET EN OSCILLATEURS

### 1. Type

Transistors de puissance haute fréquence à température de boîtier spécifiée pour applications en amplificateurs et en oscillateurs.

### 2. Matériau semiconducteur

Germanium, silicium, etc.

### 3. Polarité

PNP/NPN

### 4. Encombrement

#### 4.1 Référence CEI

(On peut ajouter les références nationales).

#### 4.2 Matériau constituant le boîtier.

#### 4.3 Identification des sorties et indication d'une connexion quelconque entre une borne et le boîtier.

or:

Typical and minimum values of  $|h_{21e}|$  at a specified frequency in the range in which  $|h_{21e}|$  is decreasing at the rate of approximately 6 dB/octave and at specified values of collector current or collector-emitter voltage.

In specifying  $|h_{21e}|$ , the frequency shall be chosen preferably from the series 1, 2,  $5 \times 10^n$  Hz and should be such that  $|h_{21e}|$  is in the range of 2 to 10.

### 3.7 Output capacitance $C_{22b}$ (where appropriate)

Maximum value at 25 °C, at zero d.c. emitter current, for specified values of voltage  $V_{CB}$  and frequency.

## 4. Application data

Under consideration.

## SECTION THREE — HIGH-FREQUENCY POWER TRANSISTORS FOR AMPLIFIER AND OSCILLATOR APPLICATIONS

### 1. Type

Case-rated high-frequency power transistor for amplifier and oscillator applications.

### 2. Semiconductor material

Germanium, silicon, etc.

### 3. Polarity

PNP/NPN

### 4. Outline

#### 4.1 IEC reference

(National references may be added)

#### 4.2 Case material.

#### 4.3 Terminal identification and indication of any connection between a terminal and the case.

**5. Valeurs limites (système des limites absolues) dans la gamme des températures de fonctionnement, sauf indication contraire**

Indiquer toute condition de temps, de fréquence, de durée d'impulsion, d'humidité, etc.

5.1 Températures minimale et maximale de fonctionnement du boîtier ( $T_{\text{case}}$ ).

5.2 Températures de stockage minimale et maximale ( $T_{\text{sig}}$ ).

5.3 L'une au moins des grandeurs suivantes doit être spécifiée. On recommande d'indiquer  $V_{\text{CB}}$  en première priorité:

5.3.1 Tension maximale collecteur-base ( $V_{\text{CB}}$ ).

5.3.2 Tension maximale collecteur-émetteur, avec application d'une tension inverse de base spécifiée ( $V_{\text{CEX}}$ ).

5.3.3 Tension maximale collecteur-émetteur, la base étant court-circuitée à l'émetteur ( $V_{\text{CES}}$ ).

5.4 Tension maximale collecteur-émetteur, la base étant en circuit ouvert ( $V_{\text{CEO}}$ )

et/ou

Tension maximale collecteur-émetteur, avec résistance extérieure spécifiée ( $V_{\text{CER}}$ ).

5.5 Tension inverse maximale émetteur-base ( $V_{\text{EB}}$ ).

5.6 Soit:

Courant collecteur maximal (valeur continue ou moyenne) ( $I_{\text{C}}$  ou  $I_{\text{C(AV)}}$ )

soit:

Courant émetteur maximal (valeur continue ou moyenne) ( $I_{\text{E}}$  ou  $I_{\text{E(AV)}}$ ).

5.7 Soit:

Courant collecteur de pointe maximal ( $I_{\text{CM}}$ )

soit:

Courant émetteur de pointe maximal ( $I_{\text{EM}}$ ).

5.8 Courant de base maximal (valeur continue ou moyenne) ( $I_{\text{B}}$  ou  $I_{\text{B(AV)}}$ ).

5.9 Dissipation de puissance

5.9.1 Dissipation de puissance totale maximale en fonction de la température de boîtier ( $P_{\text{tot}}$ ),

ou:

5.9.2 Température virtuelle (équivalente) de jonction maximale, et dissipation de puissance totale maximale ( $T_{\text{(vj)}}$  et  $P_{\text{tot}}$ ).

5.10 S'il y a lieu, aire de fonctionnement de sécurité (par exemple: courbes de  $I_{\text{C}}$  en fonction de  $V_{\text{CE}}$ ) en continu et en impulsions.

5.11 S'il y a lieu, capacité de supporter une désadaptation dans des conditions spécifiées.

**5. Limiting values (absolute maximum system), over the operating temperature range unless otherwise stated**

Any qualification such as time, frequency, pulse duration, humidity, etc. must be stated.

5.1 Minimum and maximum case operating temperature ( $T_{\text{case}}$ ).

5.2 Minimum and maximum storage temperatures ( $T_{\text{stg}}$ ).

5.3 At least, one of the following should be specified. It is recommended that  $V_{\text{CB}}$  should be stated as a first priority:

5.3.1 Maximum collector-base voltage ( $V_{\text{CB}}$ ).

5.3.2 Maximum collector-emitter voltage with specified reverse base voltage ( $V_{\text{CEX}}$ ).

5.3.3 Maximum collector-emitter voltage with the base short-circuited to the emitter ( $V_{\text{CES}}$ ).

5.4 Maximum collector-emitter voltage with the base open-circuited ( $V_{\text{CEO}}$ )

and/or

Maximum collector-emitter voltage with the specified external resistance ( $V_{\text{CER}}$ ).

5.5 Maximum emitter-base reverse voltage ( $V_{\text{EB}}$ ).

5.6 Either:

Maximum collector current (d.c. or mean value) ( $I_{\text{C}}$  or  $I_{\text{C(AV)}}$ )

or:

Maximum emitter current (d.c. or mean value). ( $I_{\text{E}}$  or  $I_{\text{E(AV)}}$ ).

5.7 Either:

Maximum peak collector current ( $I_{\text{CM}}$ )

or:

Maximum peak emitter current ( $I_{\text{EM}}$ ).

5.8 Maximum base current (d.c. or mean value) ( $I_{\text{B}}$  or  $I_{\text{B(AV)}}$ ).

5.9 Power dissipation

5.9.1 Maximum total power dissipation as a function of case temperature ( $P_{\text{tot}}$ ),

or:

5.9.2 Maximum virtual (equivalent) junction temperature, and maximum total power dissipation ( $T_{\text{vj}}$  and  $P_{\text{tot}}$ ).

5.10 Where appropriate, safe operation area (e.g. curves  $I_{\text{C}}$  versus  $V_{\text{CE}}$ ), d.c. and pulse.

5.11 Where appropriate, capability of sustaining a mismatch under specified conditions.

6. Caractéristiques

Réf.	Caractéristiques	Conditions à $T_{\text{case}} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ , sauf indication contraire	Note	Symbole	Exigences	
					min.	max.
6.1	Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en émetteur commun	$V_{\text{CE}}$ spécifiée, $I_{\text{C}}$ spécifié (valeur typique), en continu ou en impulsions selon spécification		$h_{21E}$	min.	max.
6.2	S'il y a lieu: Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en émetteur commun	$V_{\text{CE}} =$ faible valeur spécifiée, $I_{\text{C}} =$ forte valeur spécifiée: en continu ou en impulsions selon spécification		$h_{21E}$	min.	—
6.3	Fréquence de transition ou: module du coefficient de transmission direct	$V_{\text{CE}}$ , $I_{\text{C}}$ et $f$ spécifiés  $V_{\text{CE}}$ , $I_{\text{C}}$ , $f$ , impédances de source et de charge (de préférence 50 $\Omega$ ) spécifiées		$f_T$  $ S_{21} $	min.  min.	max.*
6.4	Courants résiduels					
6.4.1	De préférence: courant résiduel collecteur-base	$V_{\text{CB}}$ spécifiée, de préférence valeur maximale. Emetteur en circuit ouvert		$I_{\text{CBO}}$	—	max.
	ou bien: courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CEX}}$ spécifiée, de préférence valeur maximale. $V_{\text{BE}}$ spécifiée		$I_{\text{CEX}}$	—	max.
6.4.2	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CER}}$ spécifiée, de préférence valeur maximale. Résistance base-émetteur spécifiée		$I_{\text{CER}}$	—	max.
6.4.3	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CES}}$ spécifiée, de préférence valeur maximale. Base court-circuitée à l'émetteur		$I_{\text{CES}}$	—	max.
6.4.4	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CEO}}$ spécifiée, de préférence valeur maximale. Base en circuit ouvert		$I_{\text{CEO}}$	—	max.
6.5	Courants résiduels à haute température					
6.5.1	De préférence, courant résiduel collecteur-base	$V_{\text{CB}}$ spécifiée, de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur maximale $V_{\text{CB}}$ . $T_{\text{case}}$ spécifiée, de préférence élevée		$I_{\text{CBO}}$	—	max.
	ou bien: courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CE}}$ spécifiée, de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur maximale $V_{\text{CEX}}$ . $V_{\text{BE}}$ spécifiée, $T_{\text{case}}$ spécifiée, de préférence élevée		$I_{\text{CEX}}$	—	max.

\* S'il y a lieu

## 6. Characteristics

Ref.	Characteristics	Conditions at $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise stated	Note	Symbol	Requirements	
					min.	max.
6.1	Static value of common-emitter forward current transfer ratio	$V_{\text{CE}}$ specified, $I_{\text{C}}$ specified (typical value), d.c. or pulse as specified		$h_{21\text{E}}$	min.	max.
6.2	Where appropriate, Static value of common-emitter forward current transfer ratio	$V_{\text{CE}}$ specified low value, $I_{\text{C}}$ specified high value: d.c. or pulse as specified		$h_{21\text{E}}$	min.	—
6.3	Transition frequency or: modulus of the forward transmission coefficient	$V_{\text{CE}}$ , $I_{\text{C}}$ and $f$ specified,  $V_{\text{CE}}$ , $I_{\text{C}}$ , $f$ , source and load impedances (preferably $50\ \Omega$ ) specified		$f_{\text{T}}$  $ S_{21\text{c}} $	min.  min.	max.*
6.4	Cut-off currents					
6.4.1	Preferably: collector-base cut-off current	$V_{\text{CB}}$ specified, preferably maximum value. Emitter open-circuited		$I_{\text{CBO}}$	—	max.
	or otherwise: collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CEX}}$ specified, preferably maximum value. $V_{\text{BE}}$ specified		$I_{\text{CEX}}$	—	max.
6.4.2	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CER}}$ specified, preferably maximum value. Specified base-emitter resistance		$I_{\text{CER}}$	—	max.
6.4.3	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CES}}$ specified, preferably maximum value. Base short-circuited to emitter		$I_{\text{CES}}$	—	max.
6.4.4	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CEO}}$ specified, preferably maximum value. Base open-circuited		$I_{\text{CEO}}$	—	max.
6.5	Cut-off currents at high temperature					
6.5.1	Preferably: collector-base cut-off current	$V_{\text{CB}}$ specified, preferably between 65% and 85% of maximum value $V_{\text{CB}}$ . $T_{\text{case}}$ specified, preferably high value		$I_{\text{CBO}}$	—	max.
	or otherwise: collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CE}}$ specified, preferably between 65% and 85% of maximum value $V_{\text{CEX}}$ , $V_{\text{BE}}$ specified. $T_{\text{case}}$ specified, preferably high value		$I_{\text{CEX}}$	—	max.

\* Where appropriate

Réf.	Caractéristiques	Conditions à $T_{\text{case}} = 25\text{ °C}$ , sauf indication contraire	Note	Symbole	Exigences	
6.5.2	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CE}}$ spécifiée, de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur maximale $V_{\text{CER}}$ spécifiée. $T_{\text{case}}$ spécifiée, de préférence élevée		$I_{\text{CER}}$	—	max.
6.5.3	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CE}}$ spécifiée, de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur maximale $V_{\text{CES}}$ . $T_{\text{case}}$ spécifiée, de préférence élevée		$I_{\text{CES}}$	—	max.
6.5.4	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	$V_{\text{CE}}$ spécifiée, de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur maximale $V_{\text{CEO}}$ . $T_{\text{case}}$ spécifiée, de préférence élevée		$I_{\text{CEO}}$	—	max.
6.6	Tension de saturation collecteur-émetteur	$I_{\text{C}}$ = forte valeur spécifiée, $I_{\text{B}}$ spécifiée, en continu ou en impulsions selon spécification		$V_{\text{CESat}}$	—	max.
6.7	Soit: Puissance de sortie délivrée dans la charge	Circuit et conditions de polarisation à spécifier, $f$ = valeur élevée spécifiée. S'il y a lieu, à une fréquence plus basse $f_1$ , pour les mêmes conditions de circuit et de polarisation spécifiées		$P_{\text{out}}$	min.	—
	soit: Gain en puissance	Mêmes conditions que pour la puissance de sortie		$G_{\text{p}}$	min.	—
6.8	S'il y a lieu, rendement global	Mêmes conditions que pour la puissance de sortie	1	$\eta_{\text{tot}}$	min.	—
	ou bien: rendement collecteur	Mêmes conditions que pour la puissance de sortie	1	$\eta_{\text{C}}$	min.	—
6.9	Capacités:					
6.9.1	Capacité de sortie	$V_{\text{CB}}$ et $f$ spécifiées, $I_{\text{E}} = 0$		$C_{22b}$	—	max.
6.9.2	S'il y a lieu, capacité d'entrée	$V_{\text{EB}}$ et $f$ spécifiées, $I_{\text{C}} = 0$		$C_{11b}$	—	max.

Ref.	Characteristics	Conditions at $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ unless otherwise stated	Note	Symbol	Requirements	
6.5.2	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CE}}$ specified, preferably between 65% and 85% of maximum value $V_{\text{CER}}$ specified. $T_{\text{case}}$ specified preferably high value		$I_{\text{CER}}$	—	max.
6.5.3	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CE}}$ specified, preferably between 65% and 85% of maximum value $V_{\text{CES}}$ . $T_{\text{case}}$ specified, preferably high value		$I_{\text{CES}}$	—	max.
6.5.4	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	$V_{\text{CE}}$ specified, preferably between 65% and 85% of maximum value $V_{\text{CEO}}$ . $T_{\text{case}}$ specified, preferably high value		$I_{\text{CEO}}$	—	max.
6.6	Collector-emitter saturation voltage	$I_{\text{C}}$ specified high value, $I_{\text{B}}$ specified; d.c. or pulse as specified		$V_{\text{CESat}}$	—	max.
6.7	Either: Output power into the load	Circuit and bias conditions to be specified, $f$ specified high value. Where appropriate at a lower frequency $f_1$ , for the same specified conditions of circuit and bias		$P_{\text{out}}$	min.	—
	or: Power gain	Same conditions as for output power		$G_{\text{p}}$	min.	—
6.8	Where appropriate, overall efficiency	Same conditions as for output power	1	$\eta_{\text{tot}}$	min.	—
	alternatively: collector efficiency	Same conditions as for output power	1	$\eta_{\text{c}}$	min.	—
6.9	Capacitances:					
6.9.1	Output capacitance	$V_{\text{CB}}$ and $f$ specified, $I_{\text{E}} = 0$		$C_{22\text{b}}$	—	max.
6.9.2	Where appropriate, input capacitance.	$V_{\text{EB}}$ and $f$ specified, $I_{\text{C}} = 0$		$C_{11\text{b}}$	—	max.

Réf.	Caractéristiques	Conditions à $T_{\text{case}} = 25\text{ °C}$ , sauf indication contraire	Note	Symbole	Exigences	
6.9.3	S'il y a lieu, capacité de transfert inverse	$V_{\text{CE}}$ et $f$ spécifiées, $I_{\text{b}} = 0$		$C_{12e}$	—	max.
6.10	S'il y a lieu, facteur d'intermodulation ou tout autre critère de linéarité	Conditions à spécifier			min.*	max.*
6.11	Résistance thermique (jonction-boîtier)	Conditions à spécifier		$R_{\text{th(j-case)}}$	—	max.

\* S'il y a lieu

Note 1. —  $\eta_{\text{tot}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}} + P_{\text{(d.c.)}}}$        $\eta_{\text{c}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{C(d.c.)}}}$

## 7. Informations supplémentaires

7.1 S'il y a lieu, courbes de l'impédance thermique transitoire maximale en impulsions.

7.2 Couple de montage (s'il y a lieu).

## 8. Informations en fonction de l'environnement et/ou de l'endurance

A l'étude.

# SECTION QUATRE — TRANSISTORS DE COMMUTATION

## 1. Généralités

### 1.1 Gamme d'application

Cette section donne les exigences applicables aux transistors destinés aux applications en commutation.

### 1.2 Méthodes de spécification

Les transistors de commutation doivent être spécifiés soit comme des dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme des dispositifs à température de boîtier spécifiée, soit pour les deux conditions, s'il y a lieu.

Ref.	Characteristics	Conditions at $T_{\text{case}} = 25\text{ °C}$ unless otherwise stated	Note	Symbol	Requirements	
6.9.3	Where appropriate, reverse transfer capacitance	$V_{\text{CE}}$ and $f$ specified, $I_{\text{B}} = 0$		$C_{12e}$	—	max.
6.10	Where appropriate, intermodulation factor or other linearity criterion	Conditions to be specified			min.*	max.*
6.11	Thermal resistance (junction-to-case)	Conditions to be specified		$R_{\text{th(j-case)}}$	—	max.

\* Where appropriate

Note 1. —  $\eta_{\text{tot}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}} + P_{\text{(d.c.)}}}$        $\eta_{\text{c}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{C(d.c.)}}}$

## 7. Supplementary information

7.1 Where appropriate, curves of maximum transient thermal impedance under pulse conditions.

7.2 Mounting torque (where appropriate).

## 8. Environmental and/or endurance test information

Under consideration.

## SECTION FOUR — SWITCHING TRANSISTORS

### 1. General

#### 1.1 Range of application

This section gives the requirements applicable to transistors intended for switching applications.

#### 1.2 Rating methods

Switching transistors should be specified either as ambient-rated, or case-rated devices or, where appropriate, as both.

### 1.3 Températures recommandées

Nombre de valeurs limites et de caractéristiques doivent être indiquées à une température de 25 °C et à une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée doit être choisie par le fabricant dans la liste donnée dans la Publication 747-1, chapitre VI, article 5.

## 2. Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes doivent être indiquées:

### 2.1 Températures

2.1.1 Gamme de températures de fonctionnement, ambiante ou de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).

2.1.2 Gamme de températures de stockage ( $T_{stg}$ ).

### 2.2 Courants

Les valeurs limites doivent couvrir le fonctionnement du dispositif dans la gamme de températures de fonctionnement. Si ces valeurs limites dépendent de la température, cette dépendance doit être indiquée.

2.2.1 Courant de collecteur permanent maximal ( $I_C$ ).

2.2.2 S'il y a lieu, courant de collecteur maximal de pointe répétitif, dans des conditions spécifiées ( $I_{CRM}$ ).

2.2.3 Courant de base permanent maximal ( $I_B$ ).

2.2.4 S'il y a lieu, courant de base maximal de pointe répétitif, dans des conditions spécifiées ( $I_{BRM}$ ).

2.2.5 S'il y a lieu, courant d'émetteur maximal, permanent et/ou de pointe répétitif, dans des conditions spécifiées ( $I_E$ ,  $I_{ERM}$ ).

### 2.3 Tensions

2.3.1 Tension collecteur-base maximale, l'émetteur étant en circuit ouvert ( $V_{CBO}$ ).

2.3.2 Tension collecteur-émetteur maximale, soit pour un courant de base nul, soit pour une tension inverse émetteur-base spécifiée ( $V_{CEO}$  ou  $V_{CEX}$ ).

2.3.3 Tension émetteur-base maximale, le collecteur étant en circuit ouvert ( $V_{EBO}$ ).

### 2.4 Dissipation de puissance

2.4.1 Dissipation de puissance totale maximale (sans refroidissement supplémentaire pour les dispositifs à température ambiante spécifiée) jusqu'à la température ambiante ou celle du boîtier de 25 °C ( $P_{tot}$ ).

2.4.2 Facteur de réduction au-dessus de 25 °C ou, pour les dispositifs à température de boîtier spécifiée, courbe de réduction.

### 1.3 Recommended temperatures

Many of the ratings and characteristics are required to be quoted at a temperature of 25 °C, and at another specified temperature. Unless otherwise stated, the other temperature should be chosen by the manufacturer from the list in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 5.

## 2. Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated:

### 2.1 Temperatures

2.1.1 Range of operating temperatures, ambient or case ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).

2.1.2 Range of storage temperatures ( $T_{stg}$ ).

### 2.2 Currents

The ratings must cover the operation of the device over the range of operating temperatures. Where such ratings are temperature dependent, this dependence should be indicated.

2.2.1 Maximum continuous collector current ( $I_C$ ).

2.2.2 Where appropriate, maximum peak repetitive collector current, under specified conditions ( $I_{CRM}$ ).

2.2.3 Maximum continuous base current ( $I_B$ ).

2.2.4 Where appropriate, maximum peak repetitive base current, under specified conditions ( $I_{BRM}$ ).

2.2.5 Where appropriate, maximum emitter current, continuous and/or peak repetitive, under specified conditions ( $I_E$ ,  $I_{ERM}$ ).

### 2.3 Voltages

2.3.1 Maximum collector-base voltage with zero emitter current ( $V_{CBO}$ ).

2.3.2 Maximum collector-emitter voltage, either with zero base current or with a specified emitter-base reverse voltage ( $V_{CEO}$  or  $V_{CEX}$ ).

2.3.3 Maximum emitter-base voltage with zero collector current ( $V_{EBO}$ ).

### 2.4 Power dissipation

2.4.1 Maximum total power dissipation (without additional cooling for ambient-rated devices) up to ambient or case temperature of 25 °C ( $P_{tot}$ ).

2.4.2 Derating factor above 25 °C or, for case-rated devices, derating curve.

2.4.3 Courbe(s) définissant les limitations thermiques et, s'il y a lieu, les limitations dues au second claquage du transistor, ce qui permet de déterminer ses possibilités de pointe maximales en puissance, ou en courant et en tension, en fonction du temps et de la température.

### 3. Caractéristiques

#### 3.1 Généralités

Les valeurs doivent être indiquées de préférence à une des tensions et/ou des courants donnés dans la Publication 747-1, chapitre VI, article 6.

#### 3.2 Caractéristiques statiques

##### 3.2.1 Courants résiduels (courants inverses)

*Note.* — Un ou plusieurs de ces courants doivent être spécifiés.

##### 3.2.1.1 Courant collecteur-base $I_{CBO}$

- Valeur maximale à 25 °C, de préférence pour la valeur limite maximale de la tension collecteur-base et avec l'émetteur en circuit ouvert.
- Valeur maximale pour une valeur élevée de la température de fonctionnement, pour une tension de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur limite maximale de la tension collecteur-base, et avec l'émetteur en circuit ouvert.

##### 3.2.1.2 Courant collecteur-émetteur $I_{CEX}$

- Valeur maximale à 25 °C, de préférence pour la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur et dans des conditions spécifiées de polarisation base-émetteur.
- Valeur maximale pour une valeur élevée de la température de fonctionnement, pour une tension de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur dans des conditions spécifiées de polarisation base-émetteur.

##### 3.2.1.3 Courant collecteur-émetteur $I_{CES}$

- Valeur maximale à 25 °C, de préférence pour la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, la base étant court-circuitée à l'émetteur.
- Valeur maximale pour une valeur élevée de la température de fonctionnement, pour une tension de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, la base étant court-circuitée à l'émetteur.

##### 3.2.1.4 Courant collecteur-émetteur $I_{CEO}$

- Valeur maximale à 25 °C, de préférence pour la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, la base étant en circuit ouvert.
- Valeur maximale pour une valeur élevée spécifiée de la température de fonctionnement, de préférence comprise entre 65% et 85% de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, la base étant en circuit ouvert.

- 2.4.3 Curve(s) defining the thermal and, where appropriate, the second-breakdown limitations of the transistor, which enables its maximum peak power or current and voltage capabilities to be determined as a function of time and temperature.

### 3. Characteristics

#### 3.1 General

The values should be preferably stated at one of the voltages and/or currents given in Publication 747-1, Chapter VI, Clause 6.

#### 3.2 Static characteristics

##### 3.2.1 Cut-off currents (reverse currents)

*Note.* — One or more of these currents should be stated.

##### 3.2.1.1 Collector-base current $I_{CBO}$

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated value of the collector-base voltage and with the emitter open-circuited.
- Maximum value at a high operating temperature, at a voltage preferably between 65% and 85% of maximum rated collector-base voltage, and with the emitter open-circuited.

##### 3.2.1.2 Collector-emitter current $I_{CEX}$

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated value of collector-emitter voltage and under specified base-emitter bias conditions.
- Maximum value at a high operating temperature, at a voltage preferably between 65% and 85% of the maximum rated collector-emitter voltage and under specified base-emitter bias conditions.

##### 3.2.1.3 Collector-emitter current $I_{CES}$

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated value of collector-emitter voltage and with the base short-circuited to the emitter.
- Maximum value at a high operating temperature, at a voltage preferably between 65% and 85% of the maximum rated collector-emitter voltage and with the base short-circuited to the emitter.

##### 3.2.1.4 Collector-emitter current $I_{CEO}$

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated value of collector-emitter voltage and with the base open-circuited.
- Maximum value at a specified high operating temperature, at a voltage preferably between 65% and 85% of the maximum rated collector-emitter voltage and with the base open-circuited.

### 3.2.1.5 Courant collecteur-émetteur $I_{CER}$

- Valeur maximale à 25 °C, de préférence à la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur et avec une résistance base-émetteur spécifiée.
- Valeur maximale pour une valeur élevée de la température de fonctionnement, pour une tension de préférence comprise entre 65 % et 85 % de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, et pour une résistance base-émetteur spécifiée.

### 3.2.1.6 Courant émetteur-base $I_{EBO}$

- Valeur maximale à 25 °C pour une valeur élevée spécifiée de la tension émetteur-base et avec le collecteur en circuit ouvert.
- Valeur maximale pour une valeur élevée de la température de fonctionnement et pour une tension émetteur-base spécifiée et avec le collecteur en circuit ouvert.

### 3.2.2 Courant résiduel (courant inverse) émetteur-base

Valeur maximale à 25 °C, pour une tension émetteur-base spécifiée.

### 3.2.3 Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en émetteur commun ( $h_{21E}$ )

Valeur minimale à 25 °C, pour des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur.

### 3.2.4 Tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CESat}$ )

Valeur maximale à 25 °C, pour au moins un courant collecteur spécifié et un courant de base spécifié.

### 3.2.5 Tension de saturation base-émetteur ( $V_{BESat}$ )

Valeur maximale à 25 °C, pour des courants collecteur et base spécifiés, de préférence les mêmes qu'au paragraphe 3.2.4.

## 3.3 Caractéristiques de commutation à 25 °C (voir note 1, page 86)

### 3.3.1 Capacité de sortie ( $C_{26}$ )

Valeur maximale, pour des valeurs spécifiées de la tension collecteur-base et de la fréquence, l'émetteur étant en circuit ouvert.

### 3.3.2 Temps de commutation (voir note 2, page 86)

#### 3.3.2.1 Temps de croissance ( $t_r$ )

Valeur maximale, pour les valeurs nominales du courant collecteur ( $I_C$ ) et du courant de base direct ( $I_{B1}$ ).

#### 3.3.2.2 Temps total d'établissement ( $t_{on}$ )

Valeur maximale, pour les valeurs nominales du courant collecteur ( $I_C$ ), du courant de base direct ( $I_{B1}$ ) et de la tension base-émetteur ( $V_{BE}$ ) existant avant l'impulsion qui rend le transistor conducteur.

### 3.2.1.5 Collector-emitter current $I_{\text{CER}}$

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated collector-emitter voltage and with a specified base-emitter resistance.
- Maximum value at a high operating temperature, at a voltage preferably between 65% and 85% of the maximum rated collector-emitter voltage and with a specified base-emitter resistance.

### 3.2.1.6 Emitter-base current $I_{\text{EBO}}$

- Maximum value at 25 °C at a specified high value of emitter-base voltage and with the collector open-circuited.
- Maximum value at a high operating temperature, and at a specified emitter-base voltage and with the collector open-circuited.

### 3.2.2 Emitter-base cut-off current (reverse current)

Maximum value at 25 °C and at specified emitter-base voltage.

### 3.2.3 Static value of common-emitter forward current transfer ratio ( $h_{\text{FE}}$ )

Minimum value at 25 °C, at specified collector current and collector-emitter voltage.

### 3.2.4 Collector-emitter saturation voltage ( $V_{\text{CEsat}}$ )

Maximum value at 25 °C, for at least one specified collector current and specified base current.

### 3.2.5 Base-emitter saturation voltage ( $V_{\text{BEsat}}$ )

Maximum value at 25 °C, at specified collector and base currents, preferably the same as in Sub-clause 3.2.4.

## 3.3 Switching characteristics at 25 °C (see Note 1, page 87)

### 3.3.1 Output capacitance ( $C_{22b}$ )

Maximum value, at specified collector-base voltage and frequency, with zero emitter current.

### 3.3.2 Switching times (see Note 2, page 87)

#### 3.3.2.1 Rise time ( $t_r$ )

Maximum value, at nominal values of collector current ( $I_C$ ) and base forward current ( $I_{\text{BI}}$ ).

#### 3.3.2.2 Turn-on time ( $t_{\text{on}}$ )

Maximum value, at nominal values of collector current ( $I_C$ ), base forward current ( $I_{\text{BI}}$ ) and base-emitter voltage ( $V_{\text{BE}}$ ) prior to turn-on pulse.

### 3.3.2.3 Retard à la décroissance ( $t_s$ )

Valeur maximale, pour les valeurs nominales du courant collecteur ( $I_C$ ) et des courants de base direct et inverse ( $I_{B1}$  et  $I_{B2}$ ).

### 3.3.2.4 Temps total de coupure ( $t_{off}$ )

Valeur maximale, pour les valeurs nominales du courant collecteur ( $I_C$ ) et des courants de base direct et inverse ( $I_{B1}$  et  $I_{B2}$ ).

### 3.3.3 Fréquence de transition $f_T$

Valeur minimale, pour des valeurs spécifiées de courant collecteur et de tension collecteur-émetteur, à une fréquence spécifiée dans la gamme où  $|h_{21e}|$  décroît à raison d'une loi approximative de 6 dB/octave.

Pour spécifier  $f_T$ , la fréquence doit être choisie de préférence dans la série 1, 2,  $5 \times 10^n$  Hz et doit être telle que  $|h_{21e}|$  soit compris entre 2 et 10.

Notes 1. — On doit spécifier les caractéristiques suivantes:

a)  $C_{22b}$  (paragraphe 3.3.1) et

b) de préférence:  $t_r$ ,  $t_{on}$ ,  $t_s$ ,  $t_{off}$  (paragraphe 3.3.2.1 à 3.3.2.4), ou  $t_r$  et  $t_s$  (paragraphe 3.3.2.1 et 3.3.2.3), ou  $t_{on}$  et  $t_{off}$  (paragraphe 3.3.2.2 et 3.3.2.4), ou  $t_s$  et  $f_T$  (paragraphe 3.3.2.3 et 3.3.3).

2. — Dans les feuilles de caractéristiques, on doit spécifier les valeurs des composants du circuit, ainsi que les tensions de polarisation et de commande.

## 3.4 Caractéristiques supplémentaires pour la conception des circuits assistée par ordinateur

Les caractéristiques supplémentaires suivantes doivent être données pour les transistors destinés à être utilisés dans les circuits prévus dans les techniques d'assistance par ordinateur. Ces caractéristiques, ainsi que celles appropriées choisies parmi les caractéristiques essentielles, sont applicables au circuit équivalent de Beaufoy et Sparkes pour un transistor.

3.4.1  $C_{ib}$ : Valeur maximale de la capacité d'entrée en base commune, pour une valeur spécifiée de la tension inverse base-émetteur et pour un courant collecteur nul.

3.4.2  $f_T$ : Valeur minimale de la fréquence de transition, pour des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur.

3.4.3 soit:

a)  $h_{22e}$ ,  $h_{oe}$ : Valeur maximale de l'admittance de sortie en émetteur commun, l'entrée étant en circuit ouvert au point de vue alternatif, pour des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur.

soit:

b)  $V_{EY}$ : Valeur minimale de la tension d'Early.

## 4. Données d'applications

A l'étude.

### 3.3.2.3 Storage time ( $t_s$ )

Maximum value, at nominal values of collector current ( $I_C$ ), and base forward and reverse currents ( $I_{B1}$  and  $I_{B2}$ ).

### 3.3.2.4 Turn-off time ( $t_{off}$ )

Maximum value, at nominal values of collector current ( $I_C$ ) and base forward and reverse currents ( $I_{B1}$  and  $I_{B2}$ ).

### 3.3.3 Transition frequency $f_T$

Minimum value, at specified values of collector current and collector-emitter voltage, at a specified frequency in the range in which  $|h_{21e}|$  is decreasing at the rate of approximately 6 dB/octave.

In specifying  $f_T$ , the frequency should be chosen preferably from the series 1, 2,  $5 \times 10^n$  Hz and should be such that  $|h_{21e}|$  is in the range of 2 to 10.

Notes 1. — The following characteristics should be specified:

- a)  $C_{22b}$  (Sub-clause 3.3.1), and
- b) preferably:  $t_r$ ,  $t_{on}$ ,  $t_s$ ,  $t_{off}$  (Sub-clauses 3.3.2.1 to 3.3.2.4), or  $t_r$  and  $t_s$  (Sub-clauses 3.3.2.1 and 3.3.2.3), or  $t_{on}$  and  $t_{off}$  (Sub-clauses 3.3.2.2 and 3.3.2.4), or  $t_s$  and  $f_T$  (Sub-clauses 3.3.2.3 and 3.3.3).

2. — In the data sheets, the circuit component values, bias and driving voltages should be specified.

### 3.4 Additional characteristics for computer-aided circuit design

The following additional characteristics should be given for transistors intended to be used in circuits designed using computer-aided techniques. These characteristics, together with the appropriate ones selected from the essential characteristics, are applicable for use in the Beaufoy and Sparkes equivalent circuit of a transistor.

3.4.1  $C_{ib}$ : Maximum common-base input capacitance, at specified value of reverse base-emitter voltage and zero collector current.

3.4.2  $f_T$ : Minimum transition frequency at specified values of collector current and collector-emitter voltage.

3.4.3 either:

a)  $h_{22e}$ ,  $h_{oe}$ : Maximum value of the common-emitter output admittance with input open-circuited to a.c., at specified values of collector current and collector-emitter voltage.

or:

b)  $V_{EY}$ : Minimum Early voltage.

## 4. Application data

Under consideration.

CHAPITRE IV: MÉTHODES DE MESURE GÉNÉRALES ET DE RÉFÉRENCE

SECTION UN — MÉTHODES DE MESURE GÉNÉRALES

1. Généralités

Dans cette section, les polarités des générateurs représentés dans les circuits sont applicables aux dispositifs NPN. Cependant, ces circuits peuvent être adaptés pour les dispositifs PNP en changeant les polarités des alimentations et des appareils de mesure.

2. Courants résiduels collecteur-base et émetteur-base

2.1 Courant résiduel collecteur-base (méthode en courant continu) ( $I_{CBO}$ )

On mesure le courant résiduel collecteur-base de la même manière que le courant résiduel collecteur-émetteur (voir article 3), mais en intervertissant les bornes émetteur et base. On laisse l'émetteur en circuit ouvert.

2.2 Courant résiduel émetteur-base (méthode en courant continu) ( $I_{EBO}$ )

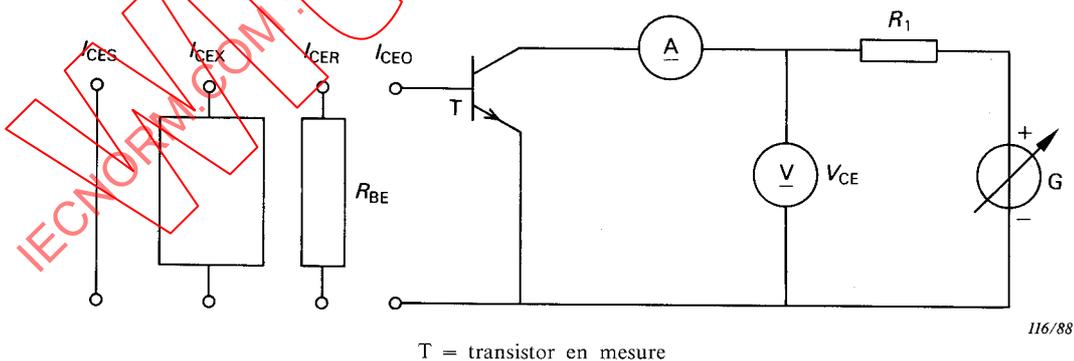
On mesure le courant résiduel émetteur-base de la même manière que le courant résiduel collecteur-émetteur (voir article 3), sauf que l'émetteur est relié à l'ampèremètre et la base à la ligne commune. On laisse le collecteur en circuit ouvert.

3. Courants résiduels collecteur-émetteur (méthode en courant continu) ( $I_{CEO}$ ,  $I_{CER}$ ,  $I_{CEX}$ ,  $I_{CES}$ )

a) But

Mesurer les courants résiduels collecteur-émetteur d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



T = transistor en mesure

FIGURE 5

c) Description et exigences du circuit

$R_1$  est une résistance limitant le courant. Le montage base-émetteur sera tel que spécifié.

## CHAPTER IV: GENERAL AND REFERENCE MEASURING METHODS

### SECTION ONE — GENERAL MEASURING METHODS

#### 1. General

The polarities of the generators shown in the circuits in this section are applicable to NPN devices. However, these circuits can be adapted for PNP devices by changing the polarities of the meters and the power supplies.

#### 2. Collector-base and emitter-base cut-off currents

##### 2.1 Collector-base cut-off current (d.c. method) ( $I_{CBO}$ )

The collector-base cut-off current is measured in the same way as the collector-emitter cut-off current (see Clause 3) except that the emitter and base terminals are interchanged. The emitter is left open-circuit.

##### 2.2 Emitter-base cut-off current (d.c. method) ( $I_{EBO}$ )

The emitter-base cut-off current is measured in the same way as the collector-emitter cut-off current (see Clause 3) except that the emitter is connected to the ammeter and the base is connected to the common line. The collector is left open-circuit.

#### 3. Collector-emitter cut-off currents (d.c. method) ( $I_{CEO}$ , $I_{CER}$ , $I_{CEX}$ , $I_{CES}$ )

##### a) Purpose

To measure the collector-emitter cut-off currents of a transistor under specified conditions.

##### b) Circuit diagram

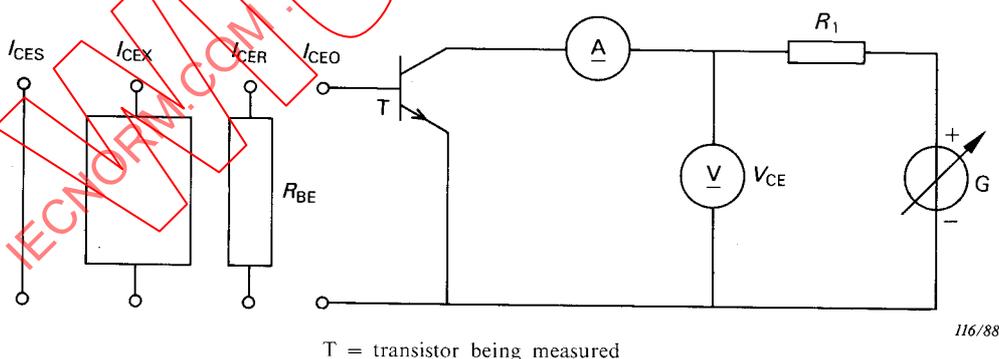


FIGURE 5

##### c) Circuit description and requirements

Resistor  $R_1$  is a current-limiting resistor. The base-emitter configuration should be as specified.

d) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée. Augmenter la tension jusqu'à ce que  $V_{CE}$  atteigne la valeur spécifiée.

Lire le courant résiduel sur l'ampèremètre A.

e) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).
- Réalisation du circuit de base:

pour $I_{CEO}$	$I_B = 0$
pour $I_{CER}$	$R_{BE} = \dots \Omega$
pour $I_{CEX}$	$V_{BB} = \dots V, R = \dots \Omega$
	ou
	$V_{BE} = \dots V$
pour $I_{CES}$	$V_{BE} = 0$

4. Tension de saturation collecteur-émetteur ( $V_{CEsat}$ )

4.1 Tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en courant continu)

a) *But*

Mesurer la tension de saturation collecteur-émetteur d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) *Schéma*

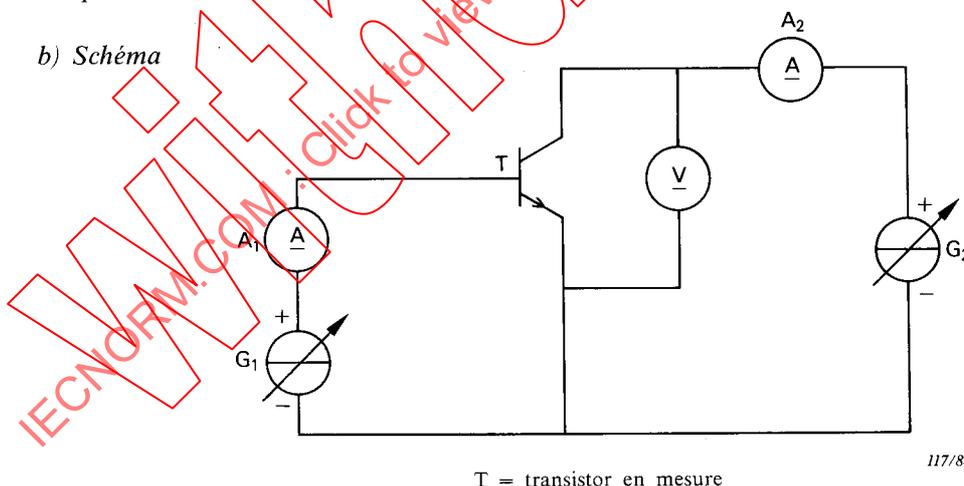


FIGURE 6

c) *Précautions à prendre*

Comme il y a risque que la puissance maximale de dissipation  $P_{tot}$  puisse être dépassée, il est important de suivre l'ordre indiqué dans l'exécution.

Il peut être nécessaire de modifier le circuit de mesure en connectant, par exemple, un circuit limiteur de tension aux bornes du générateur  $G_2$ .

d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value. The voltage is increased until  $V_{CE}$  reaches the specified value.

The cut-off current is read on ammeter A.

e) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).
- Terminations to be applied:

for  $I_{CEO}$   $I_B = 0$

for  $I_{CER}$   $R_{BE} = \dots \Omega$

for  $I_{CEX}$   $V_{BB} = \dots V, R = \dots \Omega$

or

$V_{BE} = \dots V$

for  $I_{CES}$   $V_{BE} = 0$

4. **Collector-emitter saturation voltage ( $V_{CEsat}$ )**

4.1 *Collector-emitter saturation voltage (d.c. method)*

a) *Purpose*

To measure the collector-emitter saturation voltage of a transistor under specified conditions.

b) *Circuit diagram*

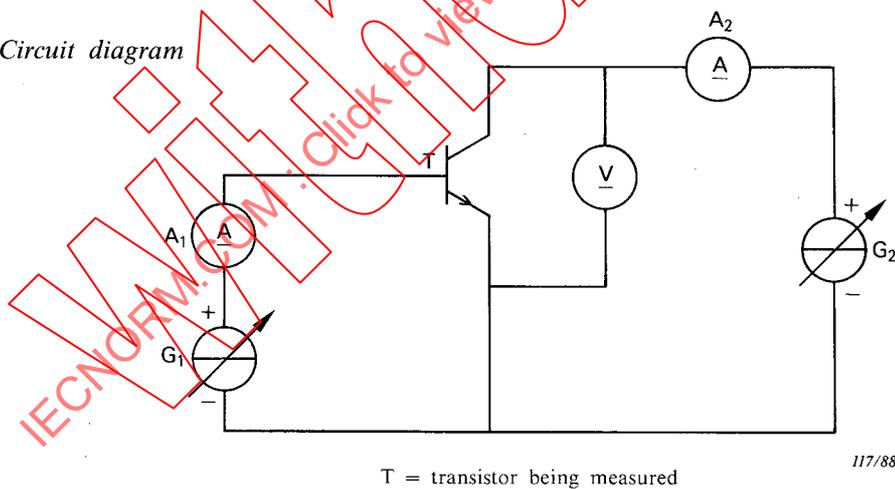


FIGURE 6

c) *Precautions to be observed*

Because of the risk that the maximum power dissipation  $P_{tot}$  could be exceeded, it is important to follow the order of the measurement procedure.

It may be necessary to modify the measurement circuit, for example by connecting a voltage limiting circuit across the generator  $G_2$ .

d) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster le courant de base à la valeur spécifiée lue sur l'ampèremètre  $A_1$ .

Ajuster le courant collecteur à la valeur spécifiée lue sur l'ampèremètre  $A_2$ .

Mesurer la tension de saturation collecteur-émetteur sur le voltmètre V.

e) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant de base ( $I_B$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).

4.2 *Tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en impulsions)*

a) *But*

Mesurer en impulsions la tension de saturation collecteur-émetteur d'un transistor.

b) *Schéma*

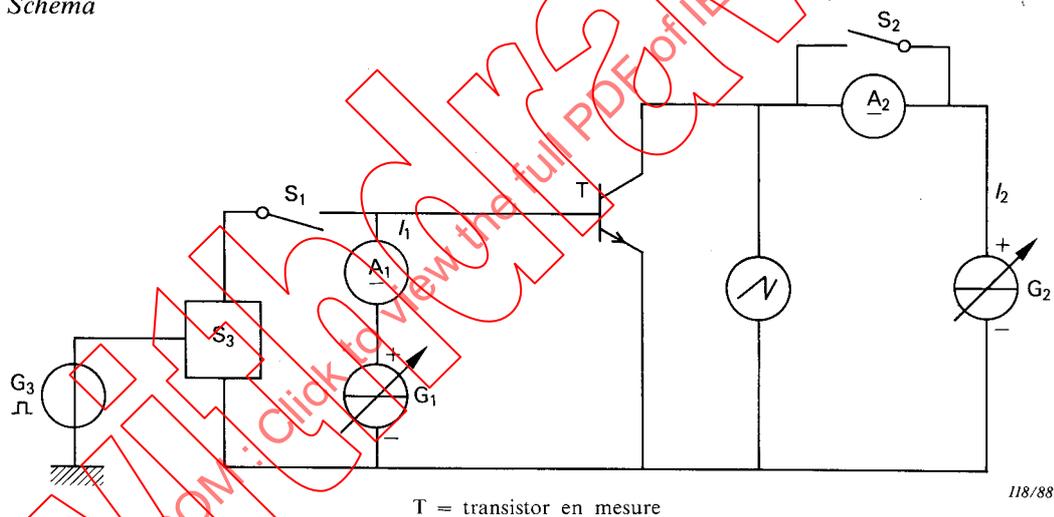


FIGURE 7

c) *Description et exigences du circuit*

L'interrupteur électronique  $S_3$  est normalement fermé, il n'est ouvert que quand des impulsions lui sont appliquées par le générateur d'impulsions  $G_3$ .

La valeur de la résistance interne du générateur de courant constant  $G_1$  doit être beaucoup plus grande que l'impédance d'entrée du transistor en mesure.

La valeur de la résistance interne du générateur de courant constant  $G_2$  doit être beaucoup plus grande que la valeur de  $V_{CEsat}/I_C$ .

d) *Précautions à prendre*

Le temps de réponse aux variations de charge des générateurs de courant continu doit être inférieur à la période de fonctionnement du transistor en mesure.

d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The base current is adjusted to the specified value read on ammeter  $A_1$ .

The collector current is adjusted to the specified value read on ammeter  $A_2$ .

The collector-emitter saturation voltage is measured on voltmeter V.

e) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Base current ( $I_B$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).

4.2 *Collector-emitter saturation voltage (pulse method)*

a) *Purpose*

To measure the collector-emitter saturation voltage of a transistor under pulse conditions.

b) *Circuit diagram*

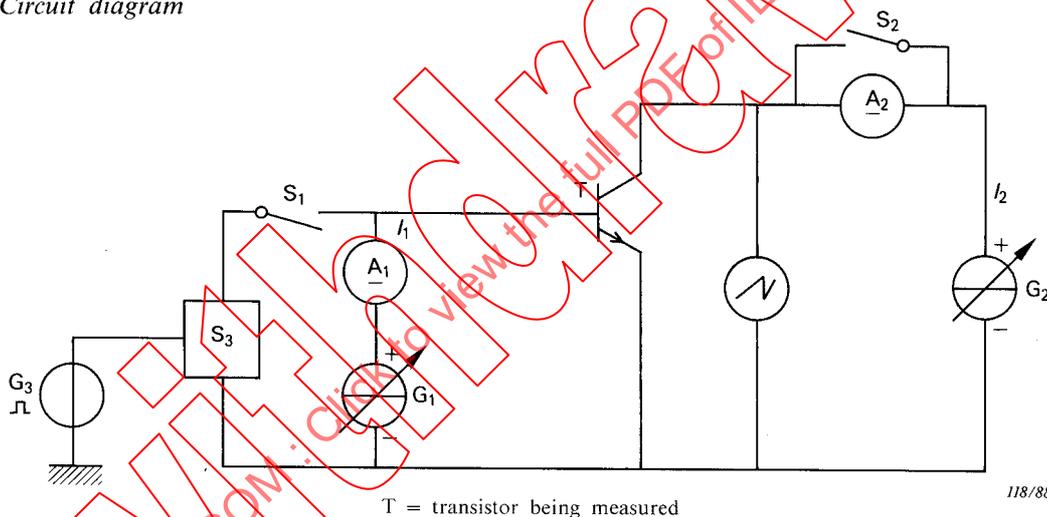


FIGURE 7

c) *Circuit description and requirements*

The electronic switch  $S_3$  is normally closed, and opened only when pulses are applied to it by pulse generator  $G_3$ .

The value of the internal resistance of the constant-current generator  $G_1$  should be much greater than the input impedance of the transistor being measured.

The value of the internal resistance of the constant-current generator  $G_2$  should be much greater than the value of  $V_{CEsat}/I_C$ .

d) *Precautions to be observed*

The time for the direct-current generators to respond to changes in load should be less than the "on" period of the transistor being measured.

La largeur des impulsions et le facteur d'utilisation spécifiés du générateur d'impulsions doivent être suffisamment petits de façon à ne causer aucune dissipation de chaleur appréciable dans le transistor en mesure.

La tension maximale fournie par le générateur de courant continu  $G_2$  ne doit pas dépasser la tension de claquage collecteur-émetteur du transistor.

e) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

L'interrupteur  $S_1$  étant ouvert, le transistor n'étant pas dans le support de mesure, les bornes émetteur et base étant court-circuitées, régler le générateur de courant  $G_1$  jusqu'à ce que l'indication de l'ampèremètre  $A_1$  soit égale à la valeur spécifiée  $I_B$ .

L'interrupteur  $S_2$  étant ouvert, le transistor n'étant pas dans le support de mesure, les bornes émetteur et collecteur étant court-circuitées, régler le générateur de courant  $G_2$  jusqu'à ce que l'indication de l'ampèremètre  $A_2$  soit égale à la valeur spécifiée  $I_C$ .

Le transistor en mesure étant dans le support de mesure, les interrupteurs  $S_1$  et  $S_2$  étant fermés et l'interrupteur  $S_3$  actionné par  $G_3$ , la valeur de  $V_{CEsat}$  correspond à la valeur de tension constante de la partie plate de la forme d'onde pendant la période de fonctionnement observée sur l'oscilloscope.

f) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant de base ( $I_B$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Durée des impulsions et facteur d'utilisation ( $t_p$ ,  $\delta$ ), de préférence:  $t_p = 300 \mu s$ ,  $\delta \leq 2\%$ .

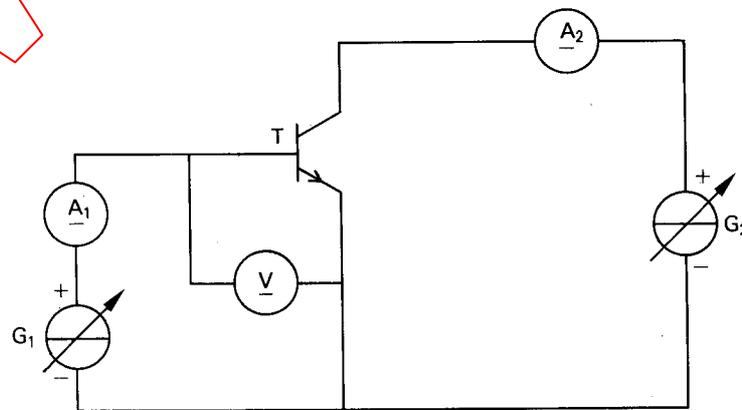
5. Tension de saturation base-émetteur ( $V_{BEsat}$ )

5.1 Tension de saturation base-émetteur (méthode en courant continu)

a) *But*

Mesurer la tension de saturation base-émetteur d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) *Schéma*



T = transistor en mesure

FIGURE 8

119/88

The specified width and duty cycle of the pulse generator should be so small that no significant heat dissipation occurs in the transistor being measured.

The maximum voltage supplied by direct current generator  $G_2$  should not exceed the collector-emitter breakdown voltage of the transistor.

*e) Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

With the switch  $S_1$  open, with no transistor in the measurement socket and with a short circuit inserted between emitter and base terminals, the current generator  $G_1$  is adjusted until the reading of ammeter  $A_1$  is equal to the specified value  $I_B$ .

With the switch  $S_2$  open, with no transistor in the measurement socket, and with a short circuit inserted between emitter and collector terminals, the current generator  $G_2$  is adjusted until the reading of ammeter  $A_2$  is equal to the specified value  $I_C$ .

With the transistor being measured in the measurement socket, the switches  $S_1$  and  $S_2$  closed, and the switch  $S_3$  operated by  $G_3$ , the value of the steady voltage of the flat part of the waveform in the "on" period as observed on the oscilloscope is  $V_{CEsat}$ .

*f) Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Base current ( $I_B$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).
- Pulse time and duty cycle of pulses ( $t_p$ ,  $\delta$ ), preferably:  $t_p = 300 \mu s$ ,  $\delta \leq 2\%$ .

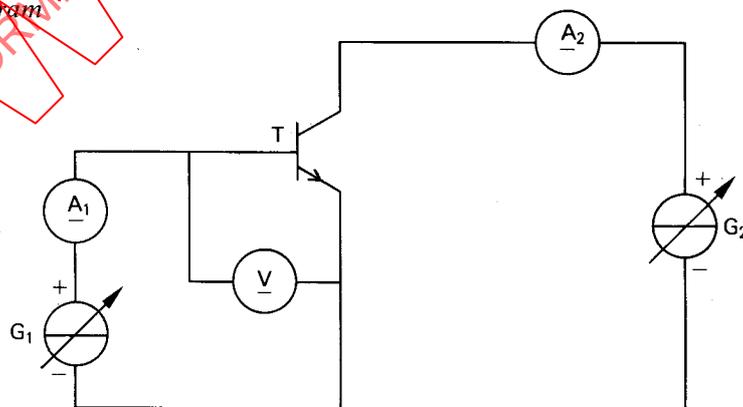
**5. Base-emitter saturation voltage ( $V_{BEsat}$ )**

**5.1 Base-emitter saturation voltage (d.c. method)**

*a) Purpose*

To measure the base-emitter saturation voltage of a transistor under specified conditions.

*b) Circuit diagram*



T = transistor being measured

119/88

FIGURE 8

c) *Précautions à prendre*

On peut avoir des difficultés à parvenir aux conditions électriques spécifiées et, dans certains cas, il y a un risque que la dissipation maximale du transistor soit dépassée. Il est donc important de suivre l'ordre indiqué dans l'exécution.

Il peut être nécessaire de modifier le circuit de mesure en y ajoutant, par exemple, un circuit limiteur de tension aux bornes du générateur  $G_2$ .

d) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster le courant de base à la valeur spécifiée lue sur l'ampèremètre  $A_1$ .

Ajuster le courant collecteur à la valeur spécifiée lue sur l'ampèremètre  $A_2$ .

Mesurer la tension de saturation base-émetteur sur le voltmètre V.

e) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant de base ( $I_B$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).

6. **Tension base-émetteur (méthode en courant continu) ( $V_{BE}$ )**

a) *But*

Mesurer la tension base-émetteur d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) *Schéma*

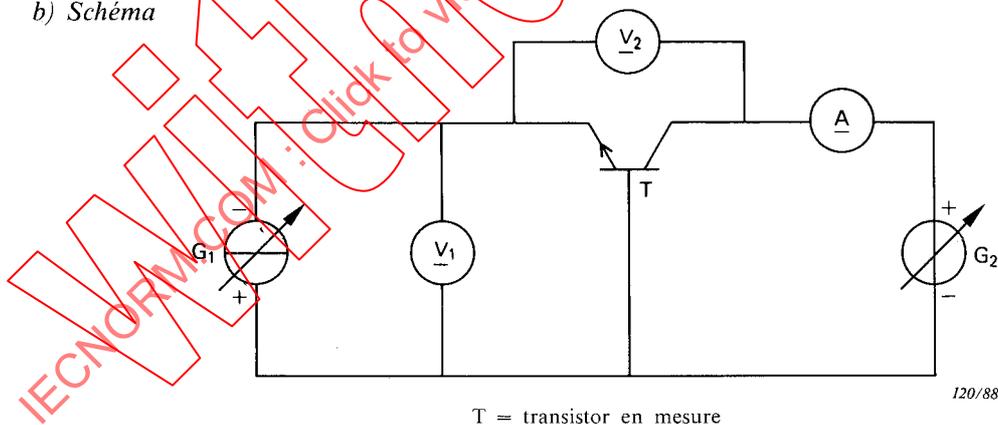


FIGURE 9

c) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster les générateurs de tension variable  $G_1$  et  $G_2$  jusqu'à ce que le voltmètre  $V_2$  indique la tension collecteur-émetteur spécifiée et que l'ampèremètre A indique le courant collecteur spécifié.

Le voltmètre  $V_1$  indique la valeur de la tension base-émetteur.

c) *Precautions to be observed*

Difficulty may be experienced in setting up the specified electrical conditions and, in some cases, there is a risk that the maximum dissipation of the transistor may be exceeded. Therefore, it is important to follow the order of the measurement procedure.

It may be necessary to modify the measurement circuit, for example by connecting a voltage limiting circuit across the generator  $G_2$ .

d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The base current is adjusted to the specified value read on ammeter  $A_1$ .

The collector current is adjusted to the specified value read on ammeter  $A_2$ .

The base-emitter saturation voltage is measured on voltmeter V.

e) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Base current ( $I_B$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).

6. **Base-emitter voltage (d.c. method) ( $V_{BE}$ )**

a) *Purpose*

To measure the base-emitter voltage of a transistor under specified conditions.

b) *Circuit diagram*

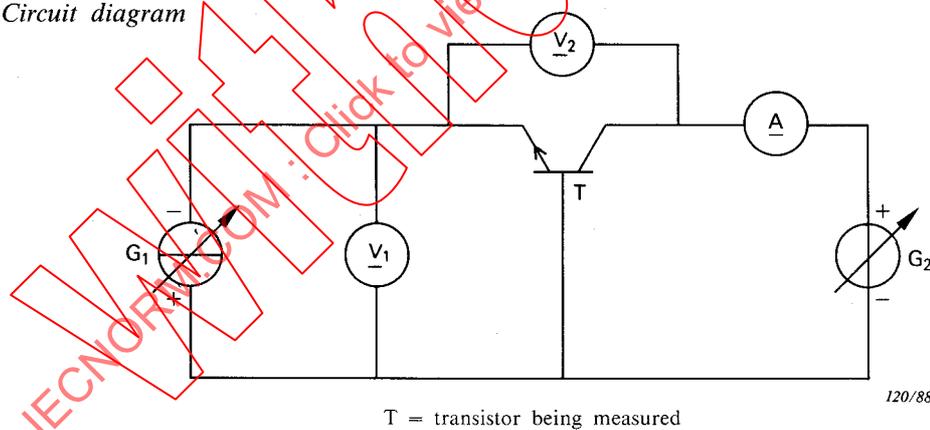


FIGURE 9

c) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The outputs of the variable generators  $G_1$  and  $G_2$  are adjusted until the specified collector-emitter voltage is read from voltmeter  $V_2$  and the specified collector current is read from ammeter A.

The base-emitter voltage is read from voltmeter  $V_1$ .

d) Conditions spécifiées

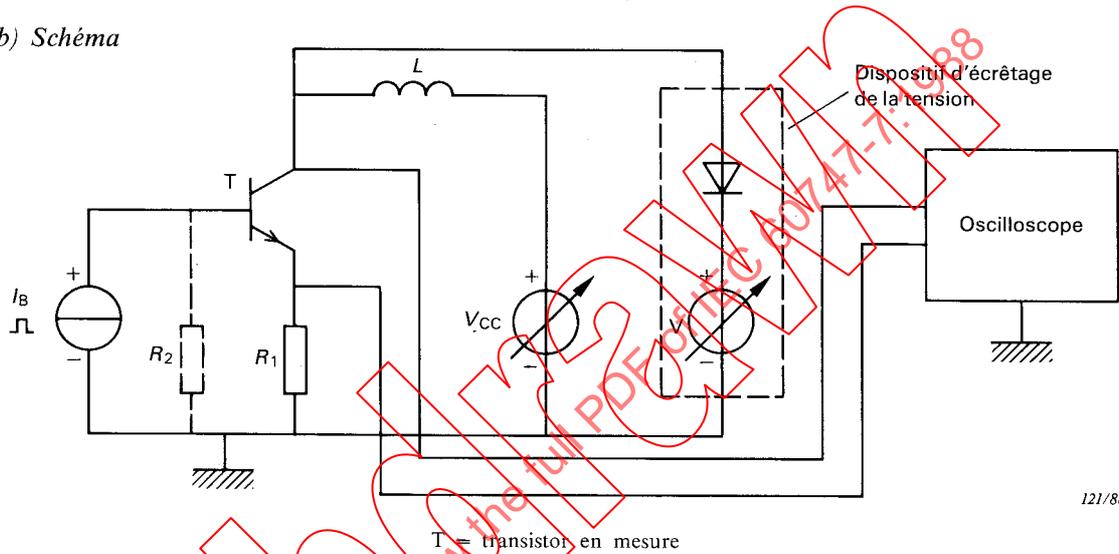
- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).

7. Tension de maintien collecteur-émetteur ( $V_{CEO(sus)}$ ,  $V_{CER(sus)}$ )

a) But

Vérifier que la tension de maintien collecteur-émetteur d'un transistor, dans des conditions spécifiées, n'est pas inférieure à la valeur minimale spécifiée.

b) Schéma



121/88

FIGURE 10

c) Description et exigences du circuit

Le transistor est mis en conduction saturée en régime d'impulsions.

A cause de l'inductance  $L$ , l'interruption du courant de base provoque l'exploration d'un cycle courant-tension pour le transistor.

La résistance  $R_2$  est nécessaire pour la mesure de  $V_{CER(sus)}$ .

Le générateur  $V_{CC}$  est réglable; il permet d'ajuster le courant collecteur à la valeur spécifiée.

$R_1$  est une résistance pour la mesure du courant.

Un dispositif d'écrêtage de tension, indiqué dans la figure 10 par une source de tension réglable en série avec une diode, limite la tension  $V_{CE}$  à la valeur minimale  $V_{CEO(sus)}$  ou  $V_{CER(sus)}$  spécifiée.

La valeur minimale de l'inductance  $L$  peut être donnée dans la spécification particulière; dans le cas contraire, on peut la calculer à partir de:

$$L_{min} = (V - V_{CC}) \frac{t_{off}}{0,1 I_C}$$

Cela garantit que  $I_C$  ne chute pas de plus de 10% pendant  $t_{off}$ .

## d) Specified conditions

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).

7. Collector-emitter sustaining voltage ( $V_{CEO(sus)}$ ,  $V_{CER(sus)}$ )

## a) Purpose

To ensure that the collector-emitter sustaining voltage of a transistor under specified conditions is not less than the specified minimum value.

## b) Circuit diagram

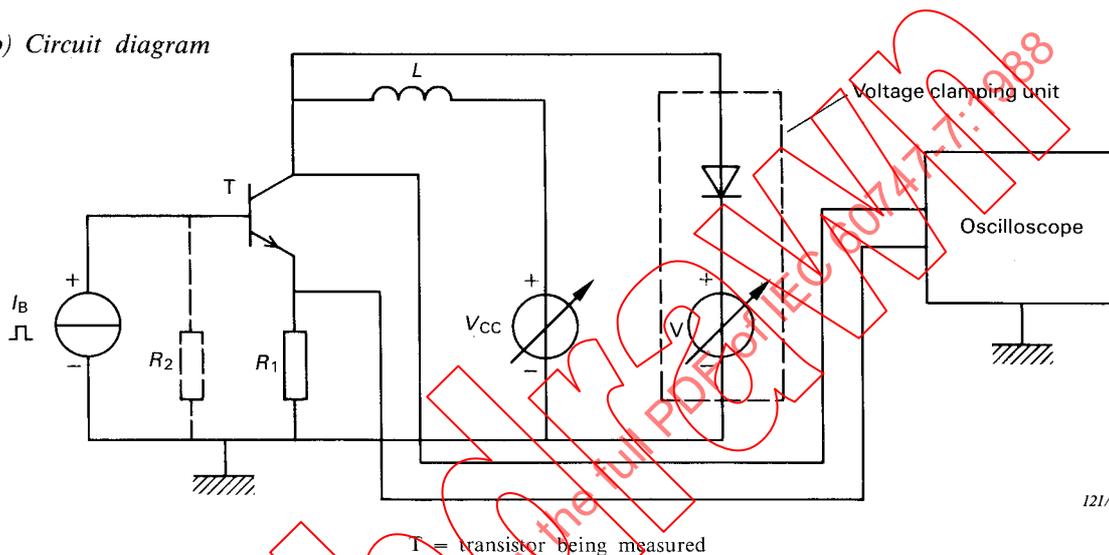


FIGURE 10

## c) Circuit description and requirements

The transistor is operated in a saturated condition under pulse operation.

Due to the inductance  $L$ , switching of the base current causes the transistor to be swept through a current-voltage cycle.

Resistor  $R_2$  is required for the measurement of  $V_{CER(sus)}$ .

The generator  $V_{CC}$  is adjustable; it enables the collector current to be set to the specified value.

$R_1$  is a current measuring resistor.

A voltage clamping unit, indicated in Figure 10 as a variable voltage source in series with a diode, limits the voltage  $V_{CE}$  at the specified minimum value  $V_{CEO(sus)}$  or  $V_{CER(sus)}$ .

The minimum value of inductance  $L$  may be given in the detail specification; otherwise, it may be calculated from:

$$L_{min} = (V - V_{CC}) \frac{t_{off}}{0.1 I_C}$$

This ensures that  $I_C$  does not drop by more than 10% during  $t_{off}$ .

d) Exécution

1. Régler le dispositif d'écrêtage pour qu'il agisse à la valeur minimale  $V_{CEO(sus)}$  spécifiée.

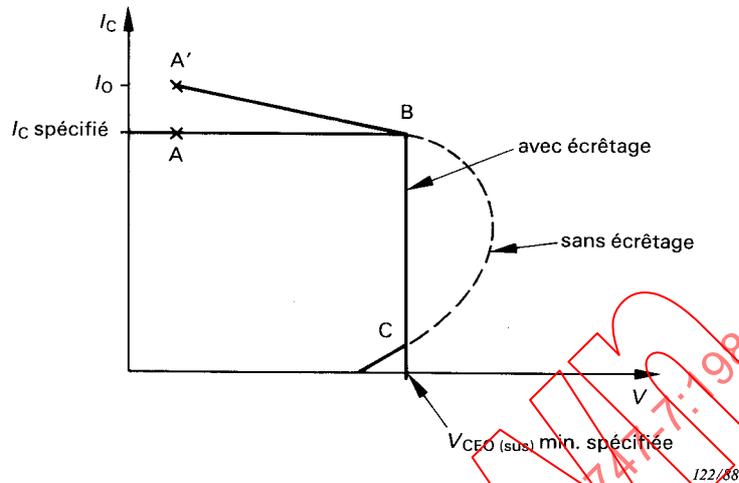


FIGURE 11

2. La tension  $V_{CC}$  étant nulle, régler le courant  $I_B$  (par exemple à 1/10 ou 1/5 du courant  $I_C$  spécifié) de telle façon que le courant  $I_C$  puisse être atteint pour une valeur  $V_{CE}$  inférieure à quelques volts (point A de la figure 11) (c'est-à-dire en régime de saturation).
3. Augmenter progressivement la tension  $V_{CC}$  jusqu'à obtenir le courant  $I_C$  spécifié pour la tension minimale  $V_{CEO(sus)}$  spécifiée (point B de la figure 11).

Il en résulte que le courant de départ du cycle peut atteindre une valeur  $I_0$  légèrement supérieure à la valeur spécifiée de  $I_C$  (point A' de la figure 11).

e) Précautions à prendre

Dans un premier essai, on vérifie l'action du dispositif d'écrêtage en diminuant sa tension de réglage; puis on réajuste cette tension à la valeur désirée de  $V_{CEO}$  qui correspond au courant  $I_C$  spécifié (point B de la figure 11).

f) Exigences

1. Le transistor est satisfaisant lorsque la trace du point B vers le point C ne passe pas à gauche de la ligne BC.
2. Lorsque le dispositif d'écrêtage n'est pas utilisé, le transistor est satisfaisant lorsque la trace contourne effectivement le point B, comme il est indiqué dans la figure 11.

g) Conditions spécifiées

- Température de boîtier ou température ambiante ( $T_{case}$  ou  $T_{amb}$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Tension de maintien minimale ( $V_{CEO(sus)}$  ou  $V_{CER(sus)}$ ).
- Valeur de l'inductance  $L$ , s'il y a lieu.
- Fréquence du générateur d'impulsions  $I_B$ , si elle diffère de 50 Hz.

d) *Measurement procedure*

1. The clamping unit is adjusted to operate at the specified minimum value  $V_{\text{CEO(sus)}}$ .

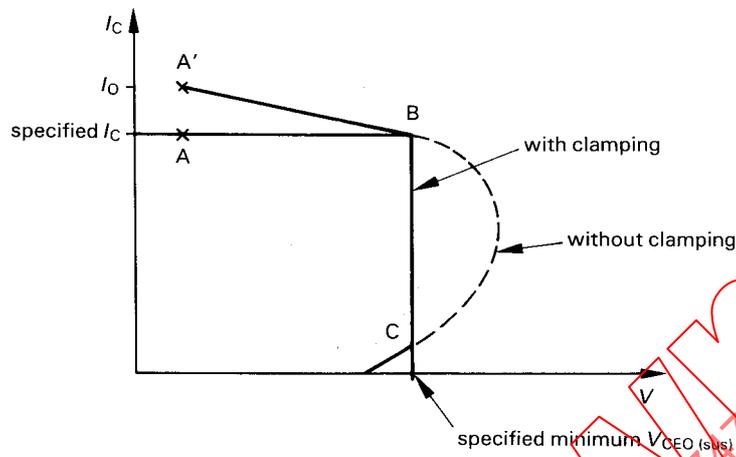


FIGURE 11

2. With voltage  $V_{\text{CC}}$  set at 0, current  $I_{\text{B}}$  is adjusted (for example, 1/10 or 1/5 of the specified current  $I_{\text{C}}$ ), so that the specified current  $I_{\text{C}}$  can be reached with a  $V_{\text{CE}}$  value of less than a few volts (point A in Figure 11) (that is, in the saturated condition).
3. The voltage  $V_{\text{CC}}$  is progressively increased until the specified current  $I_{\text{C}}$  is reached for the specified minimum voltage  $V_{\text{CEO(sus)}}$  (point B in Figure 11).

As a result, the current at which the cycle starts may reach a value  $I_{\text{O}}$  slightly higher than the specified value of  $I_{\text{C}}$  (point A' in Figure 11).

e) *Precautions to be observed*

In a preliminary test, the action of the clamping unit should be verified by decreasing its adjustable voltage; then the clamping unit should be adjusted to the desired value of  $V_{\text{CEO}}$  that corresponds to the specified current  $I_{\text{C}}$  (point B of Figure 11).

f) *Requirements*

1. The transistor is satisfactory when the trace moving from point B to point C does not pass to the left of the line BC.
2. When the clamping unit is not used, the transistor is satisfactory if the trace effectively turns around point B as shown in Figure 11.

g) *Specified conditions*

- Case or ambient temperature ( $T_{\text{case}}$  or  $T_{\text{amb}}$ ).
- Collector current ( $I_{\text{C}}$ ).
- Minimum sustaining voltage ( $V_{\text{CEO(sus)}}$  or  $V_{\text{CER(sus)}}$ ).
- Value of inductance  $L$ , where appropriate.
- Frequency of the pulse generator  $I_{\text{B}}$ , if different from 50 Hz.

## 8. Capacités

### 8.1 Capacité de sortie en montage base commune ( $C_{22b}$ ou $C_{ob}$ )

#### a) But

Mesurer la capacité de sortie d'un transistor dans des conditions spécifiées.

Deux méthodes sont indiquées:

- méthode 1, en utilisant un pont dipôle;
- méthode 2, en utilisant un pont tripôle. Cette méthode convient particulièrement pour la mesure précise de faibles capacités de sortie.

Dans la méthode 1, le pont doit pouvoir laisser passer le courant de polarisation continu, tandis que dans la méthode 2 (pont tripôle), cela n'est pas nécessaire.

#### 8.1.1 Méthode 1: pont dipôle

##### b) Schéma

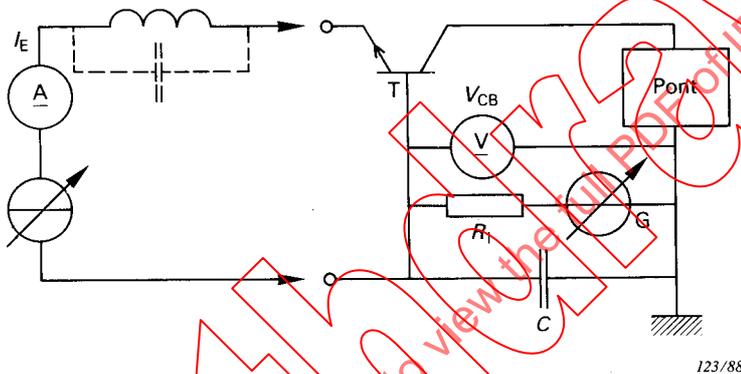


FIG. 12a. — Transistor avec borne de base reliée au boîtier.

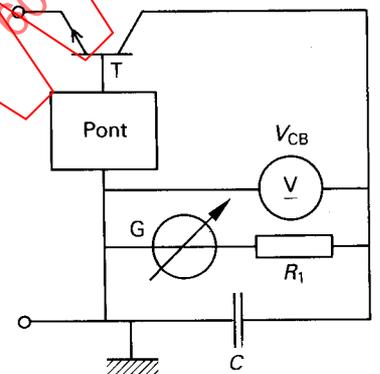


FIG. 12b. — Transistor avec borne collecteur reliée au boîtier.

##### c) Description et exigences du circuit

Le pont doit être capable de laisser passer le courant collecteur requis sans altérer la précision de la mesure. On peut aussi brancher une inductance aux bornes du pont. Le condensateur  $C$  doit présenter un court-circuit à la fréquence de mesure. Un circuit de polarisation est branché entre les bornes émetteur et base si l'on désire mesurer la capacité dans des conditions autres qu'émetteur en l'air.

##### d) Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Régler à zéro l'indication du capacimètre, le circuit de mesure étant branché.

Insérer le transistor en mesure dans le support de mesure et, les conditions de polarisation spécifiées étant appliquées, mesurer la capacité de sortie.

## 8. Capacitances

### 8.1 Common-base output capacitance ( $C_{22b}$ or $C_{ob}$ )

#### a) Purpose

To measure the output capacitance of a transistor under specified conditions.

Two methods are given:

- method 1, using a two-terminal bridge;
- method 2, using a three-terminal bridge. This method is particularly appropriate for the accurate measurement of small output capacitances.

In method 1, the bridge must be able to pass the d.c. bias current, whereas in method 2 (three-terminal bridge) this is not required.

#### 8.1.1 Method 1: two-terminal bridge

##### b) Circuit diagram

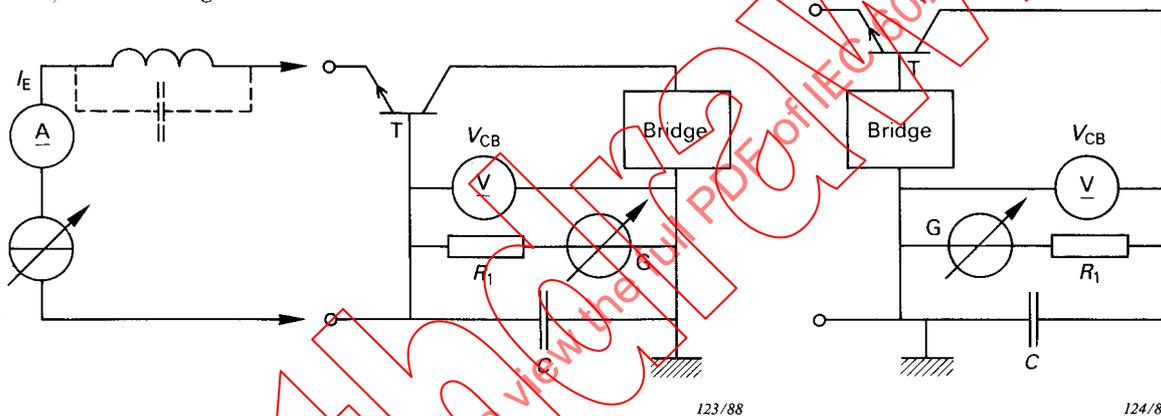


FIG. 12a. — Transistor with base terminal connected to case.

FIG. 12b. — Transistor with collector terminal connected to case.

##### c) Circuit description and requirements

The bridge should be capable of carrying the required collector current without affecting the accuracy of measurement. Alternatively, an inductor could be connected across the bridge terminals. Capacitor  $C$  should provide a short circuit at the measurement frequency. A bias circuit is connected between the emitter and the base terminals if measurement of capacitance for conditions other than open-emitter is required.

##### d) Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The bridge is adjusted to obtain a zero reading with the measurement circuit connected.

The transistor being measured is inserted into the measurement socket and, with specified bias conditions applied, the output capacitance is measured.

e) Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Tension collecteur-base ( $V_{CB}$ ).
- Courant émetteur ( $I_E$ ), généralement nul.
- Fréquence de mesure ( $f$ ), si elle est différente de 1 MHz.
- Conditions de montage du transistor, s'il y a lieu.

8.1.2 Méthode 2: pont tripôle

b) Schéma

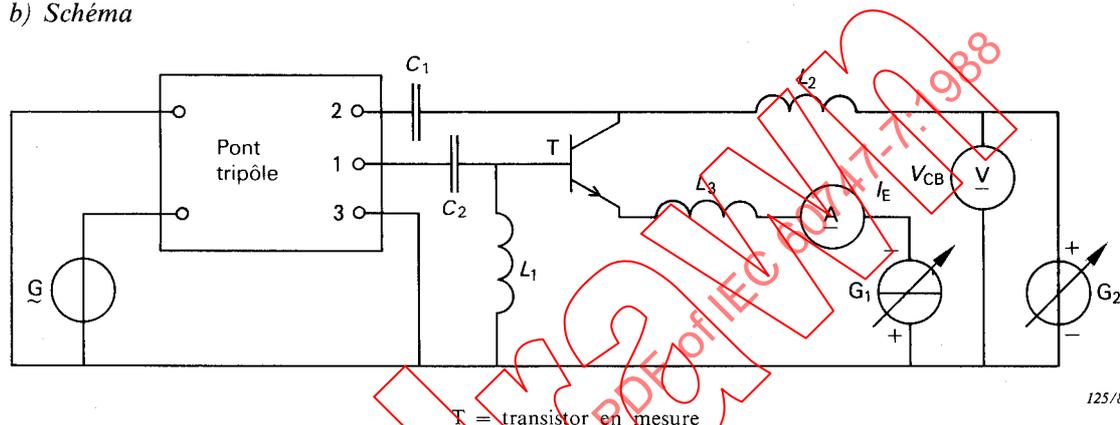


FIG. 13. — Circuit de base pour la mesure de  $C_{22b}$  utilisant un pont tripôle.

c) Description et exigences du circuit

Le pont tripôle doit pouvoir effectuer la mesure de la capacité entre les bornes 1 et 2 indépendamment de l'impédance qui existe entre l'une de ces bornes et les blindages réunis à la borne de masse (3).

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  doivent présenter un court-circuit à la fréquence de mesure. Les inductances  $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$  doivent avoir une forte impédance à la fréquence de mesure.

La figure montre le cas où il est impossible ou indésirable de laisser passer le courant continu dans le pont. Si le pont peut laisser passer le courant de polarisation requis sans altérer la précision de la mesure, le circuit peut être simplifié de telle sorte que le courant continu de polarisation soit fourni à travers les bornes du pont.

Si le courant émetteur spécifié est nul, on supprime le circuit de polarisation émetteur.

Si le transistor en mesure est un dispositif à quatre bornes (le boîtier métallique est isolé électriquement des trois autres bornes), la quatrième borne (boîtier) doit être reliée à la borne de terre du pont.

d) Précautions à prendre

Les capacités parasites doivent être réduites le plus possible.

Un plan de référence du dispositif doit être défini pour la mesure et le blindage des fils du dispositif doit s'étendre à ce plan.

e) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{\text{amb}}$  or  $T_{\text{case}}$ ).
- Collector-base voltage ( $V_{\text{CB}}$ ).
- Emitter current ( $I_{\text{E}}$ ), usually zero.
- Measurement frequency ( $f$ ), if different from 1 MHz.
- Mounting conditions of the transistor, if necessary.

8.1.2 *Method 2: three-terminal bridge*

b) *Circuit diagram*

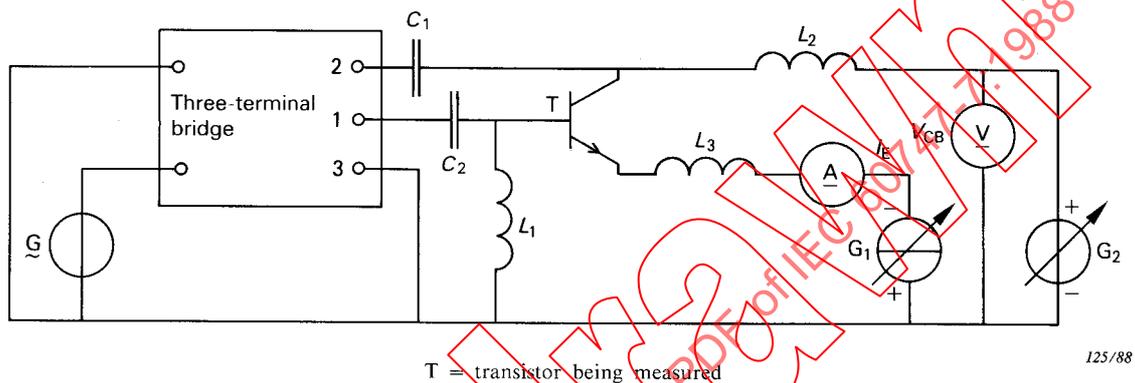


FIG. 13. — Basic circuit for the measurement of  $C_{22}$  using a three-terminal bridge.

c) *Circuit description and requirements*

The three-terminal bridge should be capable of providing a measurement of the capacitance between terminals 1 and 2 independent of any impedance present between either terminal and the grounded guard terminal (3).

Capacitors  $C_1$  and  $C_2$  should provide a short circuit at the measurement frequency. Inductors  $L_1$ ,  $L_2$  and  $L_3$  should have a high impedance at the measurement frequency.

The figure shows the case for which it is impossible or undesirable to pass direct current through the bridge. If the bridge is capable of carrying the required bias current without affecting the accuracy of measurement, the circuit can be simplified so that the direct current bias is supplied through the bridge terminals.

If the emitter current is specified as zero, the emitter bias circuit is omitted.

If the transistor being measured is a four-terminal device (the metallic case is isolated electrically from the three other terminals), the fourth terminal (case) should be connected to the ground terminal of the bridge.

d) *Precautions to be observed*

Stray capacitances should be reduced as much as possible.

For the measurement, a plane of reference of the device must be defined and the screening of the device leads extended to this plane.

La méthode de montage du transistor doit être spécifiée et très détaillée pour obtenir des résultats précis et reproductibles. Par exemple, le support de mesure doit être spécifié de telle façon que la mesure de la capacité soit indépendante de la longueur des fils du transistor et que la capacité résultante se réfère au plan de référence de mesure.

e) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Régler le pont à la fréquence de mesure spécifiée et le régler pour obtenir une indication nulle avec le circuit en place mais sans transistor dans le support d'essai.

Insérer le transistor en mesure dans le support d'essai et mesurer la capacité de sortie, les conditions de polarisation spécifiées étant appliquées, en équilibrant le pont.

f) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Tension collecteur-base ( $V_{CB}$ ).
- Courant émetteur ( $I_E$ ), généralement nul.
- Fréquence de mesure ( $f$ ), si elle diffère de 1 MHz.
- Plan de référence de mesure.
- Conditions de montage, s'il y a lieu.

8.2 *Capacité collecteur-base ( $C_{cb}$ )*

a) *But*

Mesurer la capacité collecteur-base d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) *Schéma*

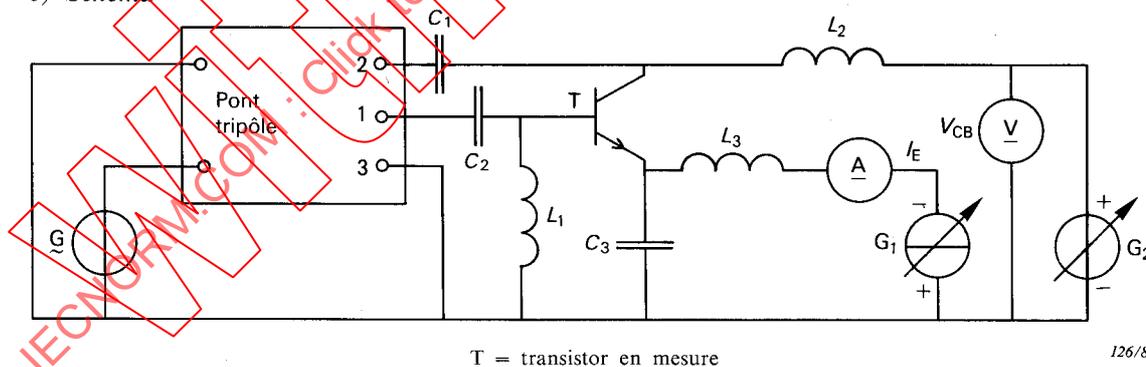


FIG. 14. — Circuit de base pour la mesure de  $C_{cb}$  utilisant un pont tripôle.

c) *Description et exigences du circuit*

Le condensateur  $C_3$ , entre la borne émetteur et la terre, doit être équivalent à un court-circuit à la fréquence de mesure.

d) *Exécution*

Pour cette mesure, on peut utiliser la méthode de mesure pour la capacité de sortie en montage base commune, méthode 2 (pont tripôle), décrite dans le paragraphe 8.1.2.

The method of mounting the transistor should be specified in considerable detail if accurate and reproducible results are to be obtained. For example, a measurement socket should be specified so 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.

e) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The bridge is set to the specified measurement frequency and, with the circuit connected and with no transistor in the measurement socket, the bridge is adjusted to obtain a zero reading.

The transistor being measured is then inserted into the measurement socket and, with the specified bias conditions applied, the output capacitance is determined by balancing the bridge.

f) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Collector-base voltage ( $V_{CB}$ ).
- Emitter current ( $I_E$ ), usually zero.
- Measurement frequency ( $f$ ), if different from 1 MHz.
- Reference plane of measurement.
- Mounting conditions, if necessary.

8.2 *Collector-base capacitance ( $C_{cb}$ )*

a) *Purpose*

To measure the collector-base capacitance of a transistor under specified conditions.

b) *Circuit diagram*

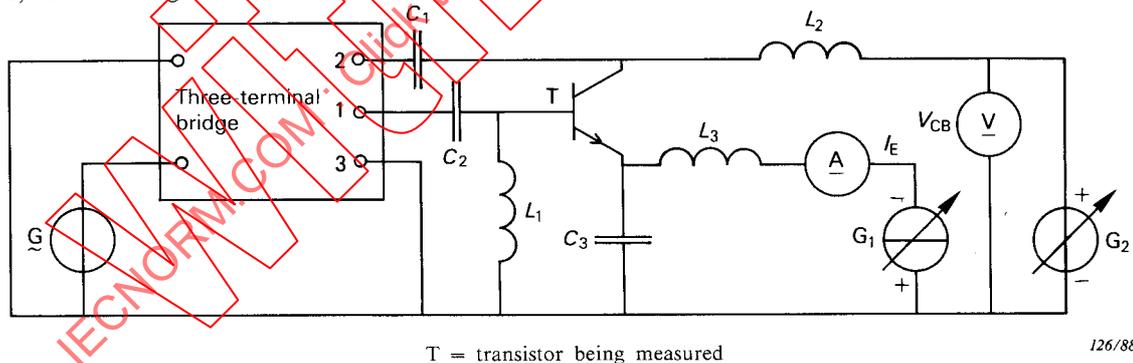


FIG. 14. — Basic circuit for the measurement of  $C_{cb}$  using a three-terminal bridge.

c) *Circuit description and requirements*

Capacitor  $C_3$  between the emitter terminal and ground should provide a short circuit at the measurement frequency.

d) *Measurement procedure*

The method of measurement of common-base output capacitance by method 2 (three-terminal bridge), as described in Sub-clause 8.1.2, may be used for this measurement.





Les capacités parasites entre base et masse et entre collecteur et masse doivent être faibles.

L'inductance  $L_1$  doit avoir une réactance élevée par rapport à  $h_{11e}$  et peut être accordée par un condensateur en parallèle  $C_1$  à la fréquence de mesure.

d) *Exécution*

Augmenter successivement la tension collecteur et le courant émetteur jusqu'à ce que les conditions spécifiées de polarisation soient appliquées au dispositif, en prenant soin de ne pas dépasser les valeurs limites pendant le réglage.

Régler le générateur G à la fréquence spécifiée; mesurer  $V_{CE}$ ,  $V_g$  et  $V_{be}$  à l'aide du voltmètre électronique à forte impédance  $V_1$ .

$h_{11e}$  est calculé de la manière suivante:

$$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b} \quad I_b = \frac{V_g - V_{be}}{R_g} \quad h_{11e} = R_g \frac{V_{be}}{V_g - V_{be}}$$

Si  $R_g$  est grand par rapport à  $h_{11e}$ ,  $V_g \gg V_{be}$

alors:

$$h_{11e} \approx R_g \frac{V_{be}}{V_g}$$

Si  $V_g$  est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant  $V_{be}$  peut être étalonné directement en valeurs de  $h_{11e}$ .

$h_{21e}$  est calculé de la manière suivante:

$$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b} \quad I_c = \frac{V_{ce}}{R_c} \quad I_b = \frac{V_g - V_{be}}{R_g}$$

$$h_{21e} = \frac{V_{ce}}{R_c} \cdot \frac{R_g}{V_g - V_{be}}$$

Si  $R_g$  est grand par rapport à  $h_{11e}$ ,  $V_g \gg V_{be}$

alors:

$$h_{21e} \approx \frac{V_{ce}}{V_g} \cdot \frac{R_g}{R_c}$$

Si  $V_g$  est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant  $V_{ce}$  peut être étalonné directement en valeurs de  $h_{21e}$ .

e) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Fréquence de mesure ( $f$ ).
- Courant collecteur ( $I_c$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).

The stray capacitance between base to ground and collector to ground shall be small.

The inductance  $L_1$  shall have a high reactance compared with  $h_{11e}$  and may be resonated with a parallel capacitor  $C_1$  at the measurement frequency.

*d) Measurement procedure*

The collector voltage and then the emitter current are increased in sequence until the specified bias conditions are applied to the device, care being taken not to exceed the device ratings during adjustment.

The signal generator  $G$  is set to the specified frequency;  $V_{CE}$ ,  $V_g$  and  $V_{be}$  are measured by means of the high-impedance electronic voltmeter  $V_1$ .

$h_{11e}$  is calculated as follows:

$$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b} \quad I_b = \frac{V_g - V_{be}}{R_g} \quad h_{11e} = R_g \frac{V_{be}}{V_g - V_{be}}$$

If  $R_g$  is large compared with  $h_{11e}$ ,  $V_g \gg V_{be}$

then:

$$h_{11e} \approx R_g \frac{V_{be}}{V_g}$$

If  $V_g$  is maintained at a constant value, the meter indicating  $V_{be}$  can be calibrated directly in terms of  $h_{11e}$ .

$h_{21e}$  is calculated as follows:

$$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b} \quad I_c = \frac{V_{ce}}{R_c} \quad I_b = \frac{V_g - V_{be}}{R_g}$$

$$h_{21e} = \frac{V_{ce}}{R_c} \cdot \frac{R_g}{V_g - V_{be}}$$

If  $R_g$  is large compared with  $h_{11e}$ ,  $V_g \gg V_{be}$

then:

$$h_{21e} \approx \frac{V_{ce}}{V_g} \cdot \frac{R_g}{R_c}$$

If  $V_g$  is maintained at a constant value, the meter indicating  $V_{ce}$  can be calibrated directly in terms of  $h_{21e}$ .

*e) Specified conditions*

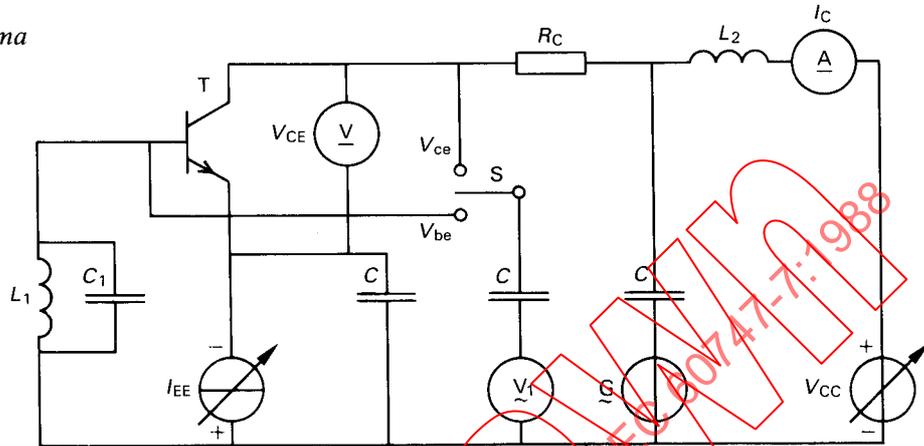
- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Measurement frequency ( $f$ ).
- Collector current ( $I_c$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).

9.2 Rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux, en montage émetteur commun  $h_{12c}$

a) But

Mesurer le rapport de transfert inverse de la tension, en émetteur commun et en petits signaux, d'un transistor, l'entrée étant en circuit ouvert au point de vue alternatif, dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



T = transistor en mesure

FIGURE 16

c) Description et exigences du circuit

$V_{be}$  et  $V_{ce}$  sont mesurés par le voltmètre électronique  $V_1$ .

Les condensateurs  $C$  doivent présenter des courts-circuits à la fréquence de mesure.

L'inductance  $L_1$  doit avoir une réactance élevée par rapport à  $h_{11e}$  et être accordée à la fréquence de mesure par le condensateur en parallèle  $C_1$ .

A la fréquence de mesure, la réactance de  $L_2$  doit être grande par rapport à l'impédance de sortie du générateur  $G$ .

d) Exécution

Augmenter la tension d'alimentation du collecteur  $V_{CC}$  jusqu'à atteindre la tension spécifiée collecteur-émetteur.

Augmenter le courant du générateur de courant dans l'émetteur jusqu'à atteindre le courant collecteur spécifié indiqué par l'ampèremètre  $A$ . Vérifier et ajuster si besoin la tension collecteur-émetteur.

Augmenter la tension de sortie du générateur  $G$  jusqu'à ce que la tension alternative sur le collecteur soit sensiblement égale à un dixième de la valeur spécifiée de la tension collecteur-émetteur. Elle doit être mesurée sur le voltmètre électronique  $V_1$  qui indique  $V_{ce}$ .

Calculer  $h_{12c}$  à partir de la formule:  $h_{12c} = \frac{V_{be}}{V_{ce}}$

Si  $V_{ce}$  est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant  $V_{be}$  peut être étalonné directement en valeurs de  $h_{12c}$ .

9.2 Common-emitter small-signal open-circuit reverse voltage transfer ratio  $h_{12e}$ 

## a) Purpose

To measure the common-emitter small-signal reverse voltage transfer ratio of a transistor with the input open-circuited to alternating current under specified conditions.

## b) Circuit diagram

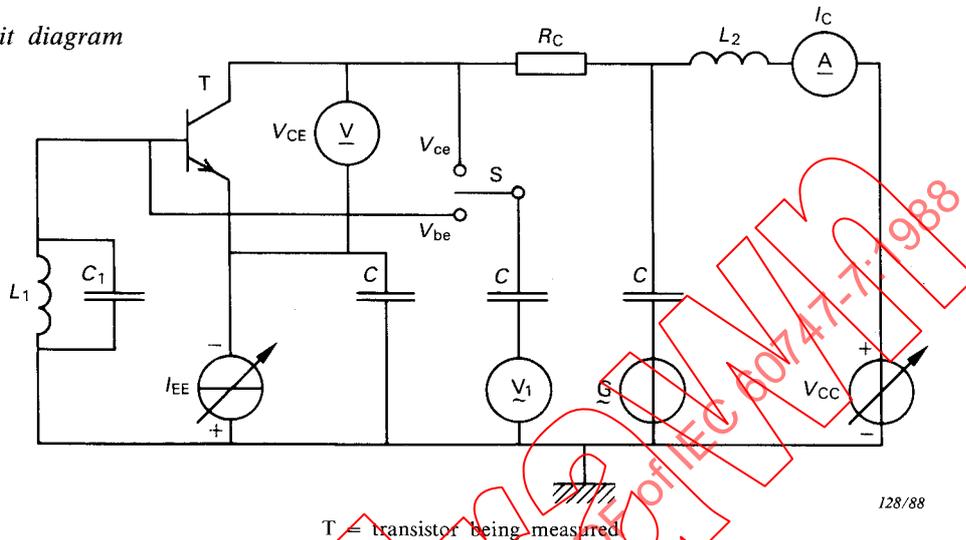


FIGURE 16

## c) Circuit description and requirements

$V_{be}$  and  $V_{ce}$  are measured on electronic voltmeter  $V_1$ .

Capacitors  $C$  shall present short circuits at the measurement frequency.

The inductance  $L_1$  shall have a high reactance compared with  $h_{11e}$  and may be resonated with a parallel capacitor  $C_1$  at the measurement frequency.

At the measurement frequency, the reactance of  $L_2$  shall be large compared to the output impedance of the generator  $G$ .

## d) Measurement procedure

The output of the collector voltage source  $V_{CC}$  is increased until the specified collector-emitter voltage is reached.

The output of the emitter current source is increased until the specified collector current is indicated on ammeter  $A$ . The collector-emitter voltage should be checked and adjusted if necessary.

The output of the signal generator  $G$  is increased until the a.c. collector voltage is approximately equal to one tenth of the specified value of the collector-emitter voltage. This shall be measured on the electronic voltmeter  $V_1$  reading  $V_{ce}$ .

$h_{12e}$  is calculated using the formula:  $h_{12e} = \frac{V_{be}}{V_{ce}}$

If  $V_{ce}$  is maintained at a constant value, the meter indicating  $V_{be}$  can be calibrated directly in terms of  $h_{12e}$ .

e) Conditions spécifiées

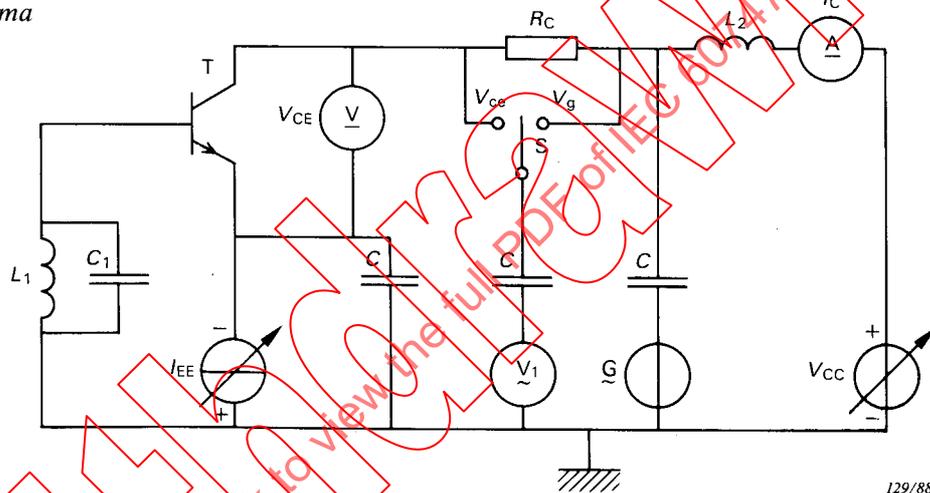
- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Fréquence de mesure ( $f$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).

9.3 Admittance de sortie, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux, en montage émetteur commun  $h_{22e}$

a) But

Mesurer l'admittance de sortie, en émetteur commun et en petits signaux, d'un transistor, l'entrée étant en circuit ouvert au point de vue alternatif, dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



T = transistor en mesure

FIGURE 17

c) Description et exigences du circuit

Les condensateurs  $C$  doivent présenter des courts-circuits à la fréquence de mesure. La résistance  $R_C$  est une résistance normalisée de précision de faible valeur comparée à  $1/h_{22e}$ . L'inductance  $L_1$  doit avoir une réactance élevée par rapport à  $h_{11e}$  et peut être accordée par un condensateur en parallèle  $C_1$  à la fréquence de mesure.

Un voltmètre électronique  $V_1$  mesure  $V_{ce}$  et  $V_g$ . L'impédance du voltmètre électronique utilisé pour mesurer  $V_{ce}$  doit être grande par rapport à  $1/h_{22e}$ .

d) Exécution

Augmenter la tension d'alimentation du collecteur  $V_{CC}$  jusqu'à atteindre la tension spécifiée collecteur-émetteur.

Augmenter le courant du générateur de courant dans l'émetteur jusqu'à atteindre le courant collecteur spécifié indiqué par l'ampèremètre  $A$ . Vérifier et ajuster si besoin la tension collecteur-émetteur.

e) *Specified conditions*

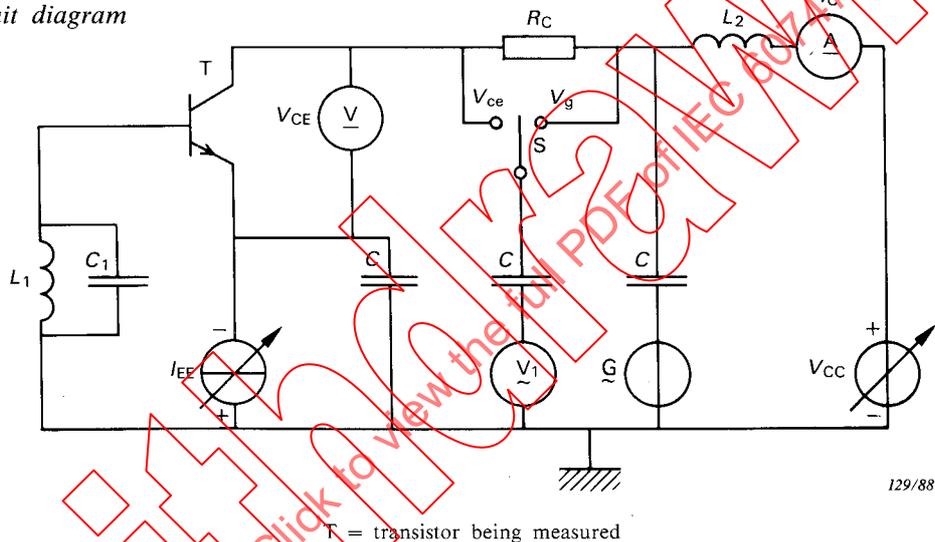
- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Measurement frequency ( $f$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).

9.3 *Common-emitter small-signal open-circuit output admittance  $h_{22c}$*

a) *Purpose*

To measure the common-emitter small-signal output admittance of a transistor with the input open-circuited to alternating current, under specified conditions.

b) *Circuit diagram*



T = transistor being measured

FIGURE 17

c) *Circuit description and requirements*

Capacitors  $C$  shall present short circuits at the measurement frequency. Resistor  $R_C$  is an accurate standard resistor of low value compared to  $1/h_{22c}$ . The inductance  $L_1$  shall have a high reactance compared with  $h_{11e}$  and may be resonated with a parallel capacitor  $C_1$  at the measurement frequency.

$V_{ce}$  and  $V_g$  are measured by means of an electronic voltmeter  $V_1$ . The impedance of the electronic voltmeter used to measure  $V_{ce}$  shall be large compared with  $1/h_{22c}$ .

d) *Measurement procedure*

The output of the collector voltage source  $V_{CC}$  is increased until the specified collector-emitter voltage is reached.

The output of the emitter current generator is increased until the specified collector current is indicated on ammeter  $A$ . The collector-emitter voltage should be checked and adjusted if necessary.

Augmenter la tension de sortie du générateur G jusqu'à ce que la tension alternative du collecteur soit approximativement égale à 1/10 de la valeur spécifiée de la tension collecteur-émetteur.

$$h_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}} \quad I_c = \frac{V_g - V_{ce}}{R_c}$$

$$h_{22e} = \frac{V_g - V_{ce}}{V_{ce} R_c}$$

Si  $V_g$  est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant  $V_{ce}$  peut être étalonné directement en valeurs de  $h_{22e}$ .

e) Conditions spécifiées

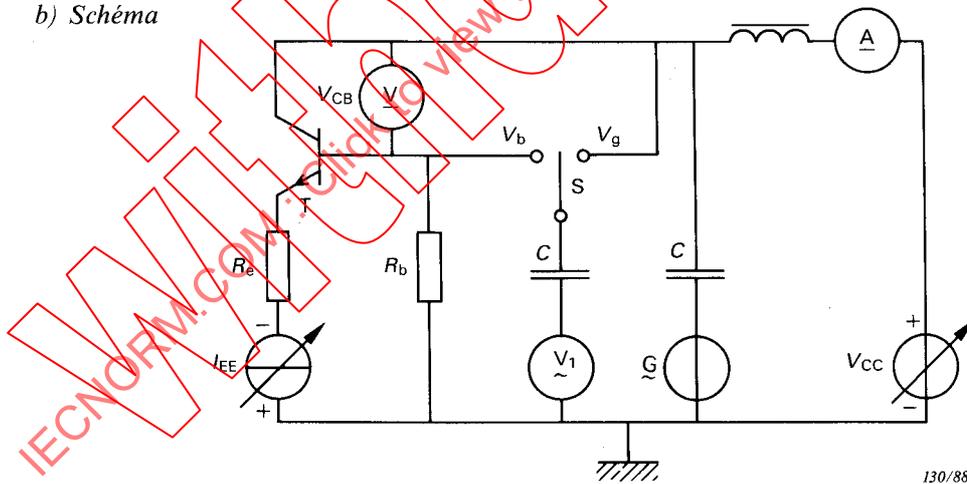
- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Fréquence de mesure ( $f$ )
- Courant collecteur ( $I_c$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).

9.4 Admittance de sortie, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux, en montage base commune  $h_{22b}$

a) But

Mesurer l'admittance de sortie, en base commune et en petits signaux, d'un transistor, l'entrée étant en circuit ouvert au point de vue alternatif, dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



T = transistor en mesure

FIGURE 18

c) Description et exigences du circuit

Les condensateurs C doivent présenter des courts-circuits à la fréquence de mesure.

$R_c$  doit être grand par rapport à  $z_{11b} + R_b$ .  $V_b$  et  $V_g$  sont mesurés par un voltmètre électronique  $V_1$ .

The output of the signal generator  $G$  is increased until the a.c. collector voltage is approximately equal to one tenth of the specified value of the collector-emitter voltage.

$$h_{22c} = \frac{I_c}{V_{ce}} \quad I_c = \frac{V_g - V_{ce}}{R_c}$$

$$h_{22c} = \frac{V_g - V_{ce}}{V_{ce} R_c}$$

If  $V_g$  is maintained at a constant value, the meter indicating  $V_{ce}$  can be calibrated directly in terms of  $h_{22c}$ .

e) *Specified conditions*

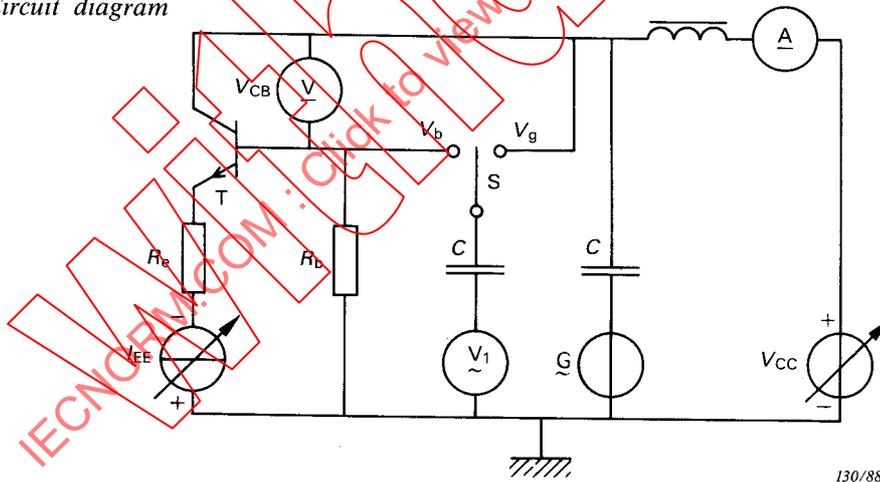
- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Measurement frequency ( $f$ ).
- Collector current ( $I_c$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).

9.4 *Common-base small-signal open-circuit output admittance  $h_{22b}$*

a) *Purpose*

To measure the common-base small-signal output admittance of a transistor with input open-circuited to alternating current under specified conditions.

b) *Circuit diagram*



T = transistor being measured

FIGURE 18

c) *Circuit description and requirements*

Capacitors  $C$  shall present short-circuits at the measurement frequency.

$R_c$  shall be large relative to  $z_{11b} + R_b$ .  $V_b$  and  $V_g$  are measured on an electronic voltmeter  $V_1$ .

d) *Exécution*

Augmenter la tension d'alimentation du collecteur  $V_{CC}$  jusqu'à atteindre la tension collecteur-base spécifiée.

Augmenter le courant du générateur dans l'émetteur jusqu'à atteindre le courant collecteur spécifié indiqué par l'ampèremètre A. Vérifier et ajuster si besoin la tension collecteur-base. Déconnecter alors le voltmètre  $V_{CB}$ .

Augmenter la tension de sortie du générateur G jusqu'à ce que la tension alternative du collecteur soit approximativement égale à 1/10 de la valeur spécifiée de la tension collecteur-émetteur.

$$h_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}} \quad I_c \simeq I_B \text{ car l'émetteur est en circuit ouvert,}$$

on a alors:

$$h_{22b} \simeq \frac{I_b}{V_{cb}} \quad I_b = \frac{V_b}{R_b} \quad V_{cb} = V_g - V_b \quad h_{22b} \simeq \frac{V_b}{R_b(V_g - V_b)}$$

Si  $R_b$  est faible par rapport à  $1/h_{22b}$ ,  $V_g \gg V_b$

et par suite:

$$h_{22b} \simeq \frac{V_b}{V_g \cdot R_b}$$

Si  $V_g$  est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant  $V_b$  peut être étalonné directement en valeurs de  $h_{22b}$ .

e) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Fréquence de mesure ( $f$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Tension collecteur-base ( $V_{CB}$ ).

9.5 *Formules de relation entre les paramètres h des montages base commune et émetteur commun*

9.5.1 *Valeur de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit, pour de petits signaux*

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad (\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21})$$

$$\text{Si } \Delta h_b - h_{12b} \ll 1 + h_{21b} \quad h_{11e} \simeq \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

9.5.2 *Valeur du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux*

$$h_{21e} = \frac{-\Delta h_b - h_{21b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{21e} \simeq \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

*d) Measurement procedure*

The output of the collector voltage generator  $V_{CC}$  is increased until the specified collector-base voltage is reached.

The output of the emitter current source is increased until the specified collector current is indicated on ammeter A. The collector-base voltage shall be checked and adjusted if necessary. The voltmeter  $V_{CB}$  is then disconnected.

The output of the signal generator G is increased until the a.c. collector voltage is approximately equal to one tenth of the specified value of the collector-emitter voltage.

$$h_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}} \quad I_c \approx I_B \text{ since the emitter is open circuited,}$$

then:

$$h_{22b} \approx \frac{I_b}{V_{cb}} \quad I_b = \frac{V_b}{R_b} \quad V_{cb} = V_g - V_b \quad h_{22b} \approx \frac{V_b}{R_b(V_g - V_b)}$$

If  $R_b$  is small compared with  $1/h_{22b}$ ,  $V_g \gg V_b$

then:

$$h_{22b} \approx \frac{V_b}{V_g R_b}$$

If  $V_g$  is maintained at a constant value, the meter indicating  $V_b$  can be calibrated directly in terms of  $h_{22b}$ .

*e) Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Measurement frequency ( $f$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).
- Collector-base voltage ( $V_{CB}$ ).

9.5 *Expressions relating common-base and common-emitter h-parameters*

9.5.1 *Small-signal value of the short-circuit input impedance*

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad (\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21})$$

$$\text{If } \Delta h_b - h_{12b} \ll 1 + h_{21b} \quad h_{11e} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

9.5.2 *Small-signal value of the short-circuit forward current transfer-ratio*

$$h_{21e} = \frac{-\Delta h_b - h_{21b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{21e} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{21b} = \frac{-\Delta h_e - h_{21e}}{1 - h_{12e} + h_{21e} + \Delta h_e}$$

$$h_{21b} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} \approx -\frac{h_{21c} + 1}{h_{21c}}$$

$$1 + h_{21e} = \frac{1}{1 + h_{21b}} \quad \text{et}$$

$$h_{11e} \approx h_{11b}(h_{21e} + 1)$$

9.5.3 Valeur du rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux

$$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b}$$

$$h_{12e} \approx \frac{h_{11b} \cdot h_{22b} - h_{12b}(h_{21b} + 1)}{1 + h_{21b}}$$

ou 
$$h_{12e} \approx h_{11b} \cdot h_{22b}(1 + h_{21e}) - h_{12b}$$

Il faut souligner la possibilité d'un risque d'erreur considérable dans le résultat obtenu par le calcul, étant donné que les deux termes de la différence peuvent être de grandeur comparable.

9.5.4 Admittance de sortie, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b}$$

$$h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

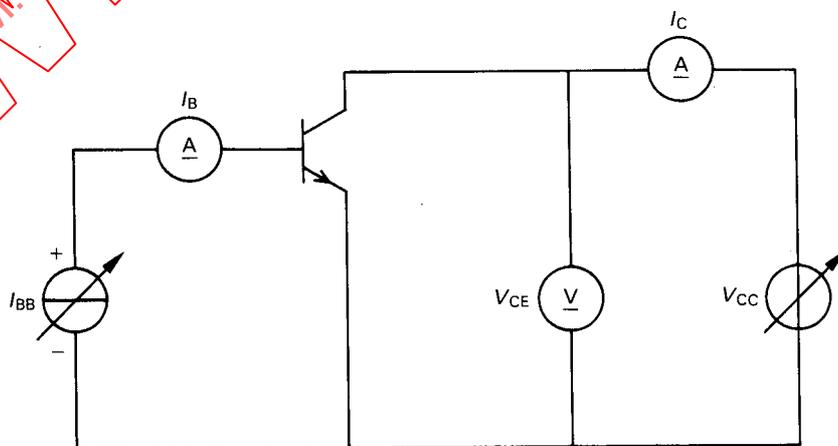
ou 
$$h_{22e} \approx h_{22b}(1 + h_{21e})$$

9.6 Rapport de transfert du courant direct en émetteur commun (la tension de sortie étant maintenue constante) (méthodes en continu et en impulsions) ( $h_{21E}$ ).

a) But

Mesurer la valeur statique du rapport de transfert du courant direct en émetteur commun d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



131/88

FIGURE 19

$$h_{21b} = \frac{-\Delta h_e - h_{21e}}{1 - h_{12e} + h_{21e} + \Delta h_e} \quad h_{21b} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} \approx -\frac{h_{21c} + 1}{h_{21c}}$$

$$1 + h_{21e} = \frac{1}{1 + h_{21b}} \quad \text{and} \quad h_{11e} \approx h_{11b}(h_{21e} + 1)$$

### 9.5.3 Small-signal value of the open-circuit reverse voltage transfer-ratio

$$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{12e} \approx \frac{h_{11b} \cdot h_{22b} - h_{12b}(h_{21b} + 1)}{1 + h_{21b}}$$

or

$$h_{12e} \approx h_{11b} \cdot h_{22b}(1 + h_{21e}) - h_{12b}$$

It must be appreciated that there is a risk of considerable error in the result obtained from this calculation, because the two terms of the difference may be of comparable magnitude.

### 9.5.4 Small-signal open-circuit output-admittance

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

or

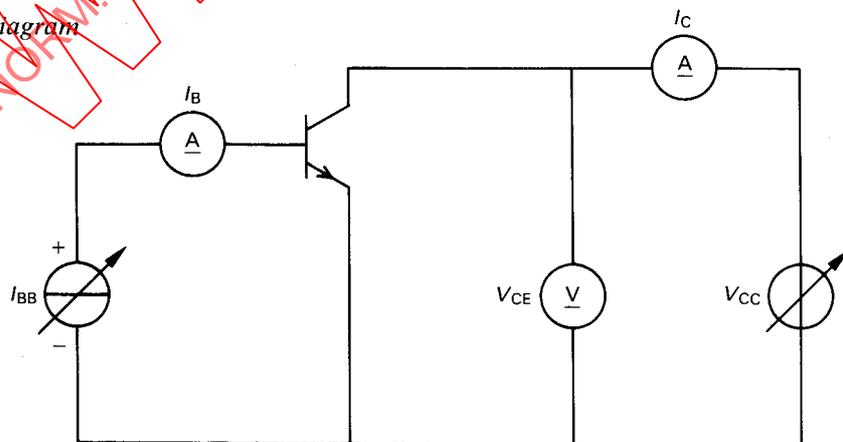
$$h_{22e} \approx h_{22b}(1 + h_{21e})$$

## 9.6 Common-emitter forward current transfer ratio (output voltage held constant) (d.c. and pulse methods) ( $h_{21E}$ )

### a) Purpose

To measure the static value of the common-emitter forward current transfer ratio of a transistor under specified conditions.

### b) Circuit diagram



131/88

FIGURE 19

c) *Description et exigences du circuit*

Pour une valeur fixée de  $I_C$ , on peut étalonner directement en  $h_{21E}$ , l'ampèremètre indiquant le courant de base  $I_B$ . On peut remplacer l'alimentation à courant constant par un générateur d'impulsions; dans ce cas, les deux ampèremètres doivent être des appareils de lecture de pointe.

d) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster la tension d'alimentation  $V_{CC}$  pour obtenir la tension spécifiée  $V_{CE}$  indiquée par le voltmètre V.

Augmenter le courant  $I_{BB}$  du générateur jusqu'à ce que l'ampèremètre indique le courant collecteur spécifié  $I_C$ .

Vérifier et ajuster si besoin la tension collecteur-émetteur  $V_{CE}$ .

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B}$$

e) *Précautions à prendre*

Si l'on utilise une méthode en impulsions, on doit veiller à ce que les transitoires n'affectent pas la précision de la mesure.

f) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).

Si on utilise une méthode en impulsions:

- Durée des impulsions et facteur d'utilisation du générateur d'impulsions ( $t_p$ ,  $\delta$ ), de préférence:  $t_p = 300 \mu s$ ,  $\delta \leq 2\%$ .

10. **Valeurs limites des tensions et caractéristiques mesurables limitant les tensions d'utilisation**  
( $V_{(BR)CBO}$ ,  $V_{(BR)EBO}$ ,  $I_{S/B}$ )

10.1 *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  $V_{CB} \text{ max.}$
- Tension collecteur-émetteur maximale  $V_{CE} \text{ max.}$
- Tension inverse émetteur-base maximale  $V_{EB} \text{ max.}$

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  $V_{(BR)CE}$

c) *Circuit description and requirements*

For a fixed value of  $I_C$ , the ammeter indicating the base current  $I_B$  can be calibrated directly in terms of  $h_{21E}$ . The constant-current source can be replaced by a pulse generator, in which case both ammeters should be peak-reading instruments.

d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The voltage supply  $V_{CC}$  is adjusted to obtain the specified voltage  $V_{CE}$  as indicated on voltmeter V.

The current from the current generator  $I_{BB}$  is increased until the specified collector current  $I_C$  is indicated on the ammeter.

The collector-emitter voltage  $V_{CE}$  should be checked and adjusted if necessary.

$$h_{21E} = \frac{I_C}{I_B}$$

e) *Precautions to be observed*

When a pulse method is used, care should be taken that transients do not affect the accuracy of the measurement.

f) *Specified conditions*

– Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).

– Collector current ( $I_C$ ).

– Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).

If a pulse method is used:

– Pulse duration and duty cycle of the pulse generator ( $t_p$ ,  $\delta$ ), preferably  $t_p = 300 \mu s$ ,  $\delta \leq 2\%$ .

10. **Voltage ratings and measurable characteristics limiting the working voltages** ( $V_{(BR)CBO}$ ,  $V_{(BR)EBO}$ ,  $I_{S/B}$ )

10.1 *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  $V_{CB}$  max.
- Maximum collector-emitter voltage  $V_{CE}$  max.
- Maximum emitter-base reverse voltage  $V_{EB}$  max.

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  $V_{(BR)CE}$

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 peuvent être faites dans des conditions maintenues sous contrôle.

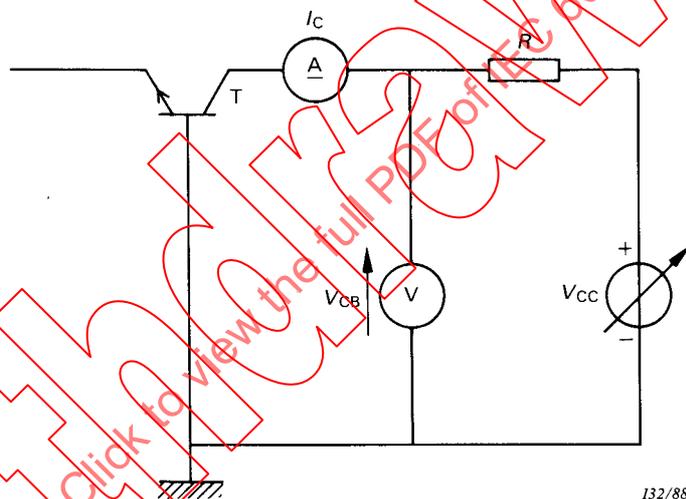
10.2 Tension de claquage collecteur-base avec un courant émetteur nul  $V_{(BR)CBO}$   
 Tension de claquage émetteur-base avec un courant collecteur nul  $V_{(BR)EBO}$

a) But

Vérifier les valeurs limites de claquage d'un transistor dans des conditions spécifiées.

La description a pour but de vérifier la valeur limite de la tension de claquage collecteur-base, mais on peut l'utiliser pour vérifier la valeur limite de la tension de claquage émetteur-base en intervertissant de façon convenable les bornes collecteur et émetteur.

b) Schéma



T = transistor en mesure

FIG. 20. — Circuit pour la mesure de  $V_{(BR)CBO}$ .

c) Description et exigences du circuit

La résistance  $R$  est destinée à limiter le courant et doit avoir une valeur suffisamment élevée pour éviter qu'un courant excessif ne traverse le transistor et l'ampèremètre  $A$ .

L'ampèremètre  $A$  doit être équivalent à un court-circuit et le voltmètre  $V$  à un circuit ouvert.

d) Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Augmenter la tension jusqu'à ce que:

- la tension maximale spécifiée soit atteinte avant que le courant maximal le soit, auquel cas on vérifie que la valeur limite peut effectivement être atteinte,

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.

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

a) *Purpose*

To verify the breakdown ratings of a transistor under specified conditions.

The description given is for verifying the collector-base breakdown voltage rating, but the method can be applied to the emitter-base breakdown voltage rating by suitably interchanging the collector and emitter terminals.

b) *Circuit diagram*

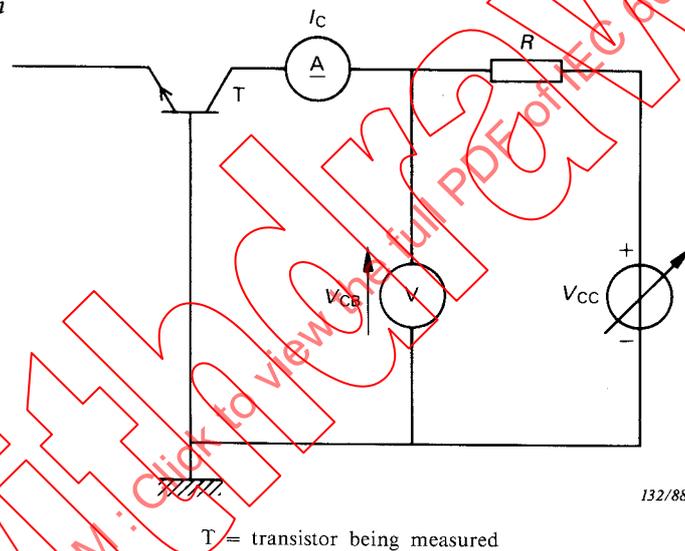


Fig. 20. — Circuit for the measurement of  $V_{(BR)CBO}$ .

c) *Circuit description and requirements*

Resistor  $R$  is a current-limiting resistor and should be of sufficiently high value to avoid excessive current flowing through the transistor and ammeter  $A$ .

The ammeter  $A$  should present a short-circuit and voltmeter  $V$  should present an open-circuit.

d) *Measurement procedure*

The temperature is set to the specified value.

The voltage generator should be increased until either:

- the specified maximum voltage is reached before the maximum current is reached, in which case the rating is verified,

ou jusqu'à ce que:

- le courant maximal spécifié soit atteint avant que la tension maximale spécifiée le soit, auquel cas on ne peut pas atteindre la valeur limite et le transistor est considéré comme défectueux.

e) Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant collecteur (ou courant émetteur) ( $I_C$  ou  $I_E$ ).

10.3 Méthode de vérification de la limite du courant de second claquage ( $I_{S/B}$ )

a) But

A la température de boîtier spécifiée, la tension et le courant collecteur spécifiés sont appliqués simultanément pendant un temps donné. Les mesures finales spécifiées sont alors effectuées pour vérifier que le transistor est encore satisfaisant.

Note. — Cet essai peut être destructif.

b) Schéma

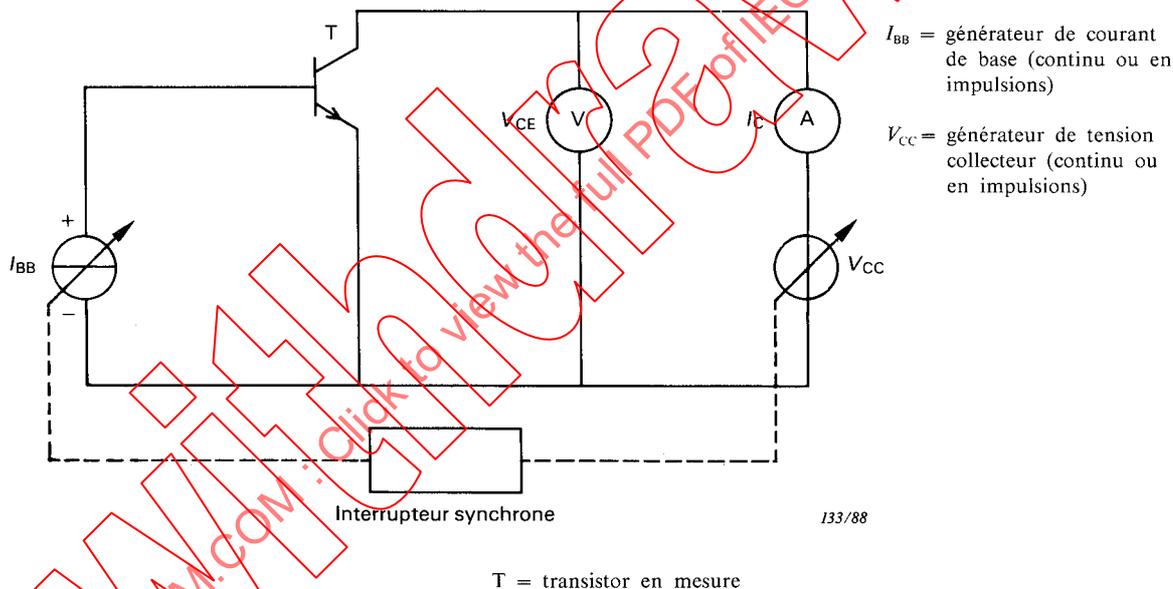


FIGURE 21

c) Description et exigences du circuit

Les générateurs  $I_{BB}$  et  $V_{CC}$  doivent être munis d'interrupteurs rapides à seuil réglable (par exemple coupure en moins d'une microseconde) pour éviter la destruction du transistor.

Un interrupteur synchrone permet d'appliquer simultanément le courant  $I_B$  (qui provoque  $I_C$ ) et la tension  $V_{CC}$  spécifiés.

Le voltmètre V et l'ampèremètre A doivent être adaptés à cette méthode de vérification.

Il faut éviter les surtensions causées par l'inductance propre du circuit collecteur.

or:

- the specified maximum current is reached before the specified maximum voltage is reached, in which case the rating is not verified and the transistor is rejected.

e) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Collector current (or emitter current) ( $I_C$  or  $I_E$ ).

10.3 *Verification method for the second breakdown current rating ( $I_{S/B}$ )*

a) *Purpose*

At the specified case temperature, the specified collector-voltage and current are simultaneously applied for a given time. Specified final measurements are then carried out to verify that the transistor is still satisfactory.

*Note.* — This test may be destructive.

b) *Circuit diagram*

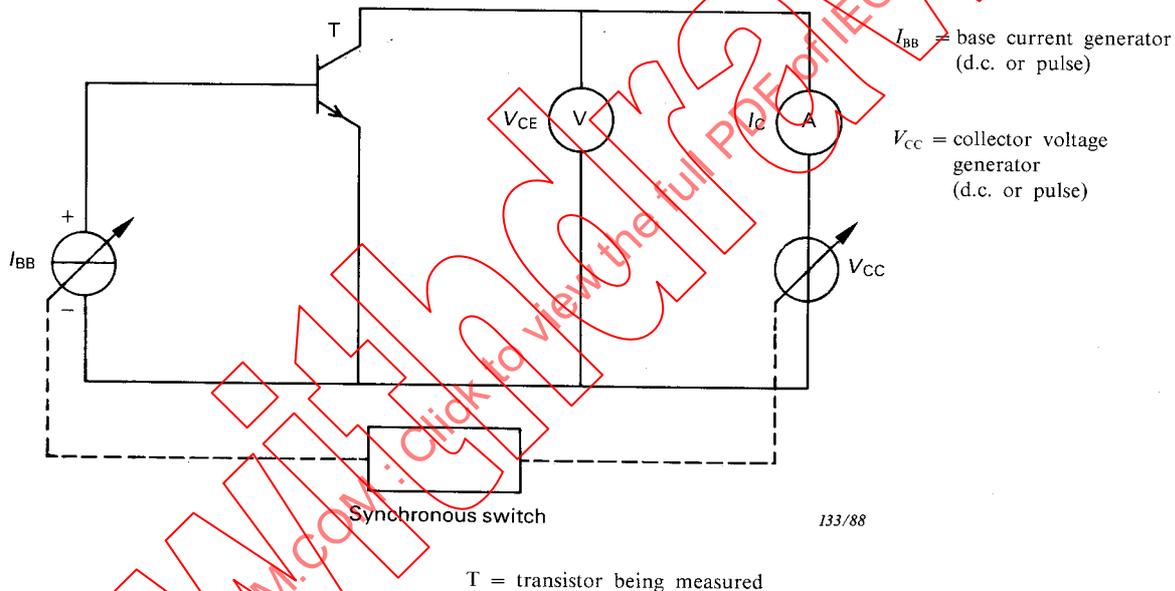


FIGURE 21

c) *Circuit description and requirements*

Generators  $I_{BB}$  and  $V_{CC}$  should be provided with fast, adjustable threshold, circuit breakers (for instance, operating in less than one microsecond) to prevent destruction of the transistor.

A synchronous switch enables the specified current  $I_B$  (to obtain  $I_C$ ) and the specified voltage  $V_{CC}$  to be applied simultaneously.

Voltmeter V and ammeter A should be suitable for this verification method.

Overvoltages due to stray inductance in the collector circuit should be avoided.

Un circuit de réaction réglant automatiquement le courant de base pour maintenir constant le courant de collecteur peut être ajouté.

*Note:* Un circuit en montage base commune peut également être utilisé.

*d) Exécution*

Maintenir le boîtier du transistor à la température spécifiée.

Régler le générateur  $V_{CC}$  pour obtenir la tension  $V_{CE}$  spécifiée.

Le générateur  $I_{BB}$  étant à zéro, régler l'interrupteur synchrone pour le temps spécifié (dans le cas du courant continu, on considère qu'une durée de 10 secondes est suffisante pour atteindre l'équilibre thermique).

Régler le générateur  $I_{BB}$  pour obtenir et maintenir constante la valeur de  $I_C$  spécifiée pendant le temps de conduction du transistor.

*e) Exigences*

Le transistor est satisfaisant si la valeur spécifiée de  $I_C$  est obtenue pendant le temps spécifié (sans qu'il y ait disjonction) et si les mesures finales sont satisfaisantes.

*f) Conditions spécifiées*

- Température de boîtier ( $T_{case}$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).
- Durée de  $I_C$  ( $t_p$ ).
- Si plus d'un cycle est nécessaire, nombre de cycles et facteur d'utilisation maximal ( $\delta$ ).
- Si on utilise un montage en base commune, il faut l'indiquer.
- Mesures finales, limites requises.

## 11. Résistance thermique

### 11.1 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.

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.

A feedback circuit to automatically adjust base current to maintain the collector current may be added.

*Note:* A circuit for carrying out this test with the transistor in common-base configuration can also be used.

*d) Measurement procedure*

The case of the transistor is maintained at the specified temperature.

Generator  $V_{CC}$  is set to obtain the specified voltage  $V_{CE}$ .

With generator  $I_{BB}$  at 0, the synchronous switch is set to the specified time (in the case of d.c., a duration of 10 seconds is considered sufficient to reach thermal equilibrium).

Generator  $I_{BB}$  is set so that the specified value  $I_C$  is obtained and kept constant during the conduction time of the transistor.

*e) Requirements*

The transistor is satisfactory if the specified value of  $I_C$  is reached for the specified time (without operating the circuit-breakers) and if the final measurements are satisfactory.

*f) Specified conditions*

- Case temperature ( $T_{case}$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).
- Duration of  $I_C$  ( $t_p$ ).
- If more than one cycle is required, number of cycles and maximum duty cycle ( $\delta$ ).
- If common-base configuration is used, this should be stated.
- Final measurements, required limits.

## 11. Thermal resistance

### 11.1 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.

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.

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.

## 11.2 Procédure générale pour les mesures de la résistance thermique

### 11.2.1 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 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.

### 11.2.2 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.

### 11.2.3 Procédés de mesure

Deux procédés fondamentaux de mesure peuvent être utilisés:

#### *Procédé I:*

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 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.

## 11.2 *General procedure for thermal resistance measurements*

### 11.2.1 *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.

### 11.2.2 *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.

### 11.2.3 *Measurement procedure*

Two basic measurement procedures may be used:

#### *Procedure 1:*

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:

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

### 11.3 Exemples de circuits pratiques

#### 11.3.1 Méthode de la tension directe émetteur-base.

##### 11.3.1.1 Introduction

La méthode de mesure de la résistance thermique présentée ici est la méthode la plus facile pour le contrôle de la fixation de la pastille, ce qui peut affecter la fiabilité principalement des dispositifs de puissance. La tension directe émetteur-base est un paramètre, valable, sensible à la température. On peut calculer la résistance thermique en utilisant la variation de la tension directe émetteur-base ( $\Delta V_{EB}$ ) due à une seule impulsion qui chauffe le dispositif.

Cette méthode avec une seule impulsion a les avantages suivants par rapport à la méthode où le facteur d'utilisation est élevé:

- a) On peut mesurer facilement et rapidement la résistance thermique jonction-boîtier, ce qui rend cette méthode applicable à un contrôle unitaire de la fixation de la pastille dans les dispositifs au cours de la fabrication.
- b) On peut se rendre compte facilement de la dégradation de la fixation de la pastille pendant l'essai de fiabilité, spécialement pendant l'essai de fatigue thermique.
- c) Il est possible d'appliquer une puissance élevée au dispositif, ce qui permet la détermination du point de second claquage (S/B) et de l'aire limite de fonctionnement (de sécurité) (SOAR).

##### 11.3.1.2 But

Mesurer la résistance thermique jonction-point de référence spécifiée pour des transistors simples en utilisant la caractéristique de la jonction émetteur-base en fonction de la température, dans le mode de commutation de l'émetteur seulement.

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:

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

### 11.3 Examples of practical circuits

#### 11.3.1 Emitter-base forward voltage method

##### 11.3.1.1 Introduction

The method of the thermal resistance measurement presented here is the easiest method for the inspection of the die attachment, which may affect the reliability primarily of the power devices. The emitter-base forward voltage is a good temperature sensitive parameter. The thermal resistance can be calculated by using the emitter-base forward voltage variation ( $\Delta V_{EB}$ ) caused by a single heating pulse.

This single pulse method has the following merits compared to the method using a high duty cycle:

- a) The thermal resistance from the junction to the case can be measured easily and rapidly, making this method applicable to 100% inspection of the die attachment of the devices in the fabrication process.
- b) The degradation of the die attachment of the devices during the reliability test, especially during the thermal fatigue test, can easily be found.
- c) It is possible to apply high power to the device, thus permitting the measurement of the second breakdown point (S/B) and the safe operating area (SOAR).

##### 11.3.1.2 Purpose

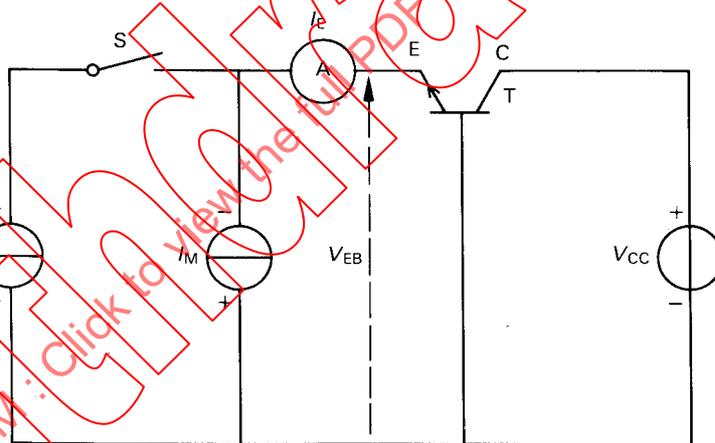
To measure the thermal resistance from the junction to any specified reference point of single element transistors by using the emitter-base junction temperature characteristic in the emitter-only switching mode.

11.3.1.3 Liste des symboles

- $R_{th(j-x)}$  = résistance thermique jonction-point x de référence (en millivolts par degré Celsius)
- $\Delta P_T$  = variation de la dissipation de puissance du dispositif en essai (en watts)
- $\Delta T_j$  = variation de la température de jonction due à  $\Delta P_T$  (en degrés Celsius)
- $I_M$  = courant de mesure (en ampères)
- $I_H$  = courant d'échauffement (en ampères)
- $t_p$  = durée de l'impulsion d'échauffement (en secondes)
- $\alpha_{V_{EB}}$  = coefficient de température de la tension directe émetteur-base (en millivolts par degré Celsius)
- $\Delta V_{EB}^{(1)}$   
 $\Delta V_{EB}^{(2)}$  } = variation de la tension directe émetteur-base mesurée pour un courant  $I_M$  (en millivolts).

11.3.1.4 Principe de la méthode de mesure

On mesure la résistance thermique  $R_{th(j-x)}$  jonction-point x de référence en choisissant une durée d'impulsion ( $t_p$ ) appropriée et en utilisant la caractéristique de la tension directe émetteur-base ( $V_{EB}$ ) en fonction de la température pour déterminer la température de jonction.



T = transistor en mesure  
I<sub>E</sub> = sonde de courant

FIG. 22. — Circuit de base pour mesurer la résistance thermique des transistors NPN.

La figure 22 représente le circuit de base pour mesurer la résistance thermique des transistors NPN. Pour les transistors PNP, inverser la polarité de la source d'alimentation du collecteur ( $V_{CC}$ ), ainsi que le sens des courants ( $I_H$ ,  $I_M$ ) dans la figure 23. Ce qui suit s'applique aux transistors NPN, sauf indication contraire.

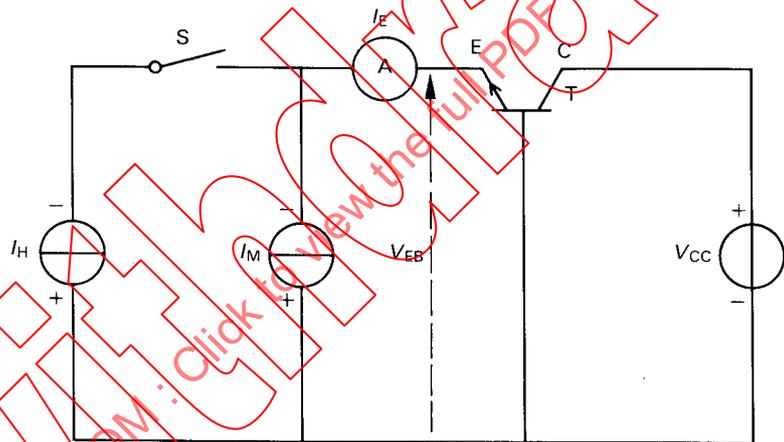
Le circuit d'essai avec base à la masse comporte deux générateurs de courant fournissant le courant de mesure ( $I_M$ ) et le courant d'échauffement du transistor ( $I_H$ ), une tension d'alimentation ( $V_{CC}$ ) fournissant la tension collecteur-base ( $V_{CB}$ ) et un interrupteur (S) qui permet de laisser passer ou non le courant  $I_H$ . On peut réaliser les conditions de commutation pour cette mesure à l'aide d'un générateur à courant continu ou d'un générateur d'impulsions.

## 11.3.1.3 List of symbols

- $R_{th(j-x)}$  = thermal resistance from the junction to a reference point x (in millivolts per degree Celsius)  
 $\Delta P_T$  = power dissipation variation of the device under test (in watts)  
 $\Delta T_j$  = junction-temperature variation caused by  $\Delta P_T$  (in degrees Celsius)  
 $I_M$  = measuring current (in amperes)  
 $I_H$  = heating current (in amperes)  
 $t_p$  = heating pulse duration (in seconds)  
 $\alpha_{VEB}$  = temperature coefficient of the emitter-base forward voltage (in millivolts per degree Celsius)  
 $\left. \begin{matrix} \Delta V_{EB}^{(1)} \\ \Delta V_{EB}^{(2)} \end{matrix} \right\}$  = emitter-base forward voltage variation measured at  $I_M$  (in millivolts)

## 11.3.1.4 Principle of the measuring method

The thermal resistance  $R_{th(j-x)}$  between the junction and any reference point x is measured by selecting an appropriate heating pulse duration ( $t_p$ ) and using the temperature characteristic of the emitter-base forward voltage ( $V_{EB}$ ) to know the junction temperature.



134/88

T = transistor being measured  
 $I_E$  = current probe

FIG. 22. — Basic test circuit for measuring the thermal resistance of NPN transistors.

Figure 22 shows a basic test circuit for measuring the thermal resistance of NPN transistors. For PNP transistors, invert the polarity of the collector voltage supply ( $V_{CC}$ ) and the current direction ( $I_H$ ,  $I_M$ ) in Figure 23. The following applies to NPN transistors unless otherwise stated.

The grounded-base test circuit consists of two current generators supplying the measuring current ( $I_M$ ) and the heating current ( $I_H$ ), a voltage supply ( $V_{CC}$ ) providing the collector-base voltage ( $V_{CB}$ ), and a switch (S) switching the heating current. D.C. or pulse switching conditions can be used for this measurement.

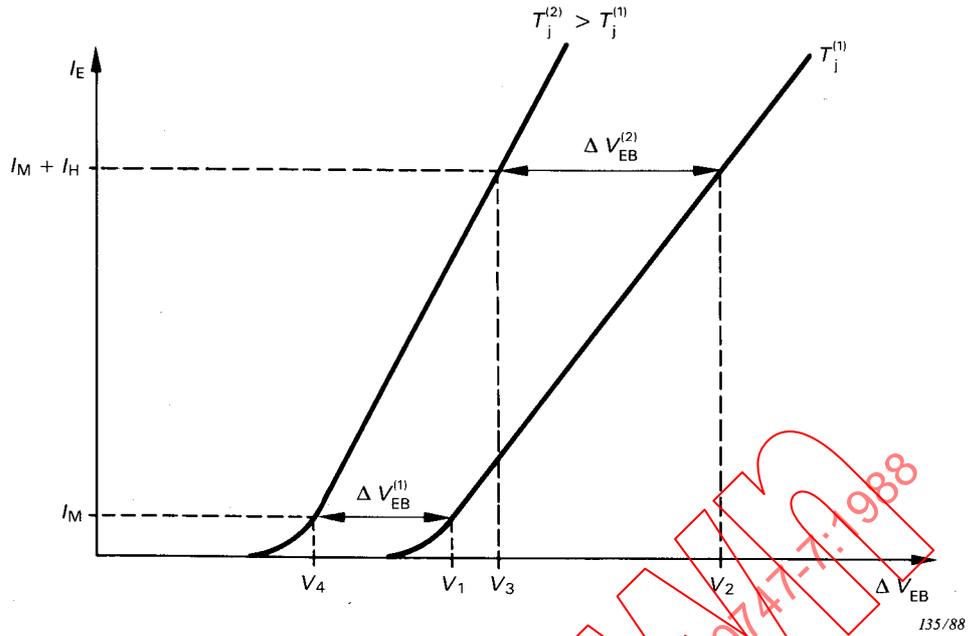


FIG. 23. — Courant émetteur ( $I_E$ ) en fonction de la tension directe émetteur-base ( $V_{EB}$ ) pour les températures de jonction  $T_j^{(1)}$  et  $T_j^{(2)}$ .

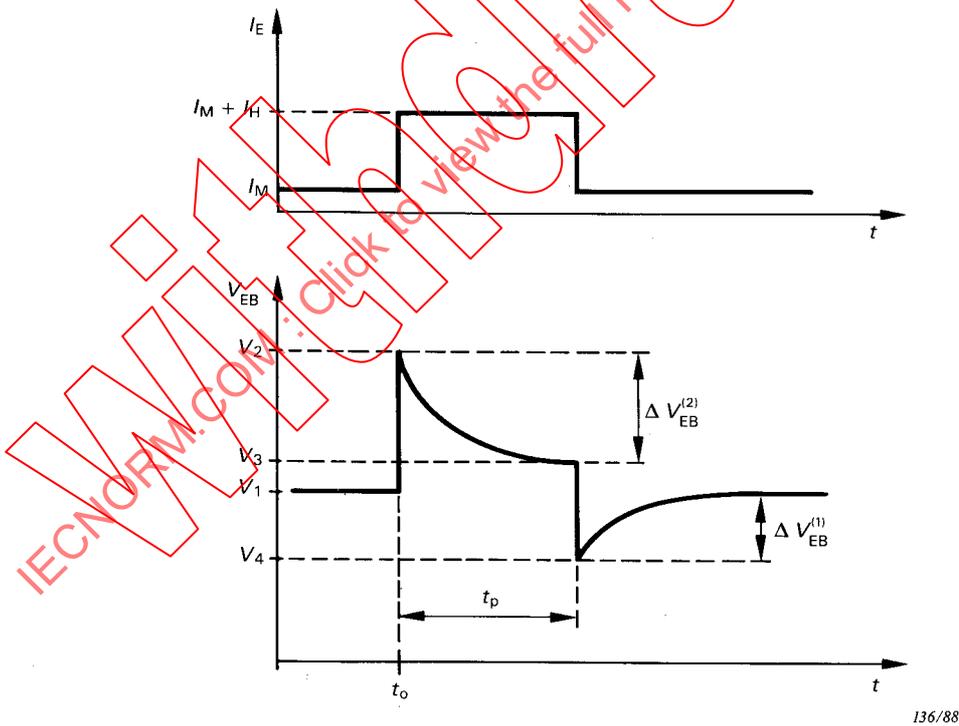


FIG. 24. — Variation de  $I_E$  et  $V_{EB}$  en fonction du temps.

L'interrupteur S étant ouvert, seul le courant de mesure ( $I_M$ ) circule dans le transistor en mesure (T); la tension directe émetteur-base est  $V_1$  et la température de jonction  $T_j^{(1)}$ , comme l'indique la figure 23. L'interrupteur S étant fermé, la somme des courants

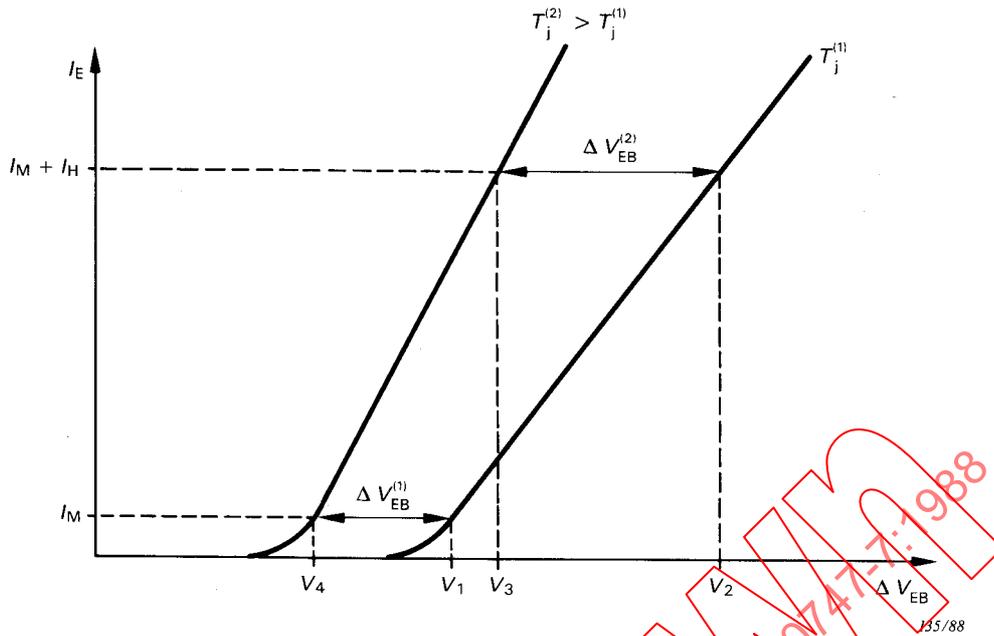


FIG. 23. — Emitter current ( $I_E$ ) versus emitter-base voltage ( $V_{EB}$ ) for the junction temperatures  $T_j^{(1)}$  and  $T_j^{(2)}$ .

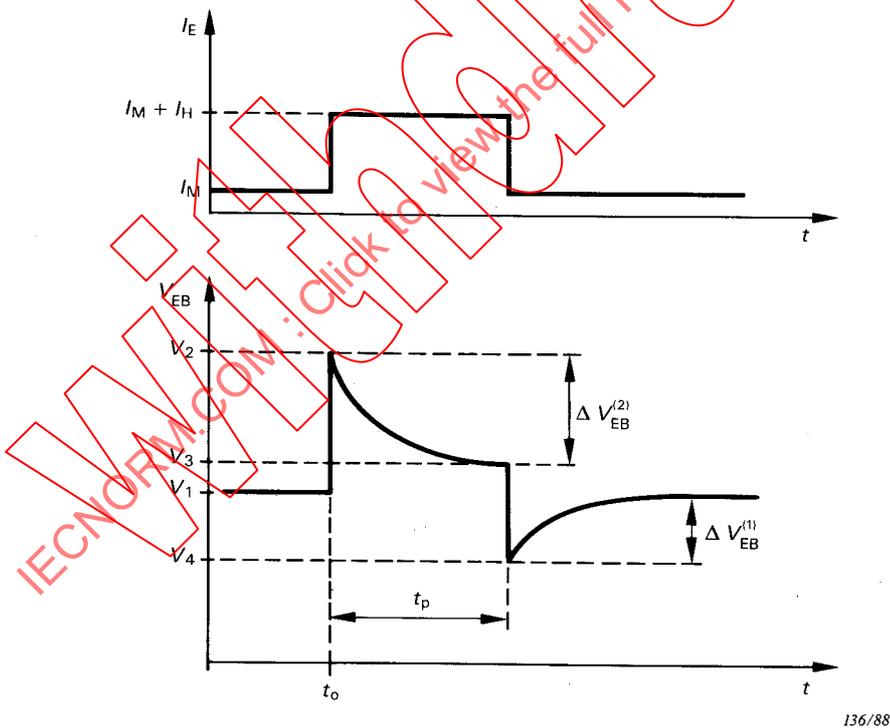


FIG. 24. —  $I_E$  and  $V_{EB}$  change with time.

With switch S open, only the measuring current ( $I_M$ ) flows into the transistor being measured (T); the emitter-base forward voltage is  $V_1$  and the junction temperature is  $T_j^{(1)}$  as shown in Figure 23. With switch S closed, the sum of the heating current and the

d'échauffement et de mesure circule dans le transistor. La tension directe émetteur-base croît de  $V_1$  à  $V_2$  immédiatement, tandis que la température de jonction croît de  $T_j^{(1)}$  à  $T_j^{(2)}$  pendant la durée de l'impulsion ( $t_p$ ).

La tension directe émetteur-base décroît de  $V_2$  à  $V_3$  par suite du coefficient de température négatif de la tension directe émetteur-base lorsque la température de jonction croît.

Puis, l'interrupteur S étant ouvert, le courant émetteur décroît jusqu'à  $I_M$  et la tension directe émetteur-base jusqu'à  $V_4$ . Comme la température de jonction est encore élevée, la tension directe émetteur-base – pour le courant de mesure – reste inférieure à la tension initiale  $V_1$ , croît alors que la température de jonction décroît et, finalement, atteint la valeur initiale  $V_1$  pour le courant  $I_M$ .

*Note.* — La précision de la mesure dépend essentiellement de la précision sur la mesure de  $V_4$ .

Pour calculer la résistance thermique, on observe  $V_{EB}^{(1)}$  sur l'oscilloscope. Les variations, en fonction du temps, du courant émetteur ( $I_E$ ) et de la tension directe émetteur-base ( $V_{EB}$ ), observées sur l'oscilloscope, sont indiquées schématiquement dans la figure 24, page 136. Tout d'abord, on enregistre l'amplitude de la tension directe émetteur-base, pour le courant de mesure, aux temps  $t_0$  et  $t_0 + t_p$  ( $V_1$  et  $V_2$ ).

La différence de ces deux valeurs est  $\Delta V_{EB}^{(1)}$ . On déduit la valeur de la résistance thermique entre la jonction et un point de référence x à température fixe par :

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta T_j}{\Delta P_T} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha_{VEB}}{I_H V_{EB} + h_{FB} I_H V_{CB}} \quad (1)$$

où  $h_{FB}$  est le gain en courant en base commune du transistor.

En général,  $V_{CB}$  est très supérieur à  $V_{EB}$  et  $h_{FB}$  est approximativement égal à 1.

On a donc l'approximation suivante :

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha_{VEB}}{I_H V_{CB}} \quad (2)$$

On mesure ainsi la résistance thermique jonction-point de référence. Cependant, suivant la position du point de référence et le matériau du transistor, l'opérateur doit choisir une durée d'impulsion d'échauffement telle que la jonction soit pleinement chauffée, mais la température du point de référence ne varie pas sensiblement.

Par exemple, pour mesurer la résistance thermique jonction-pastille de silicium, on choisit  $t_p$  inférieure à la constante de temps thermique de la pastille, par expérience égale à quelques dizaines de microsecondes.

De même, pour mesurer la résistance thermique jonction-boîtier  $R_{th(j-c)}$ , on choisit une durée d'impulsion voisine de 100 ms à cause de la constante de temps thermique du matériau. Pour mesurer la résistance thermique jonction-ambiante  $R_{th(j-a)}$ , on choisit  $t_p$  suffisamment grand pour que le boîtier soit en équilibre thermique, par expérience supérieur à quelques dizaines de minutes pour la plupart des transistors.

En utilisant le coefficient de température de  $V_{BE}$  qui s'applique à un courant égal à la somme des courants de mesure et d'échauffement et en utilisant  $\Delta V_{EB}^{(2)}$  indiqué dans la figure 24, on peut calculer la résistance thermique de la même façon en utilisant l'équation (1) ou l'équation (2). Mais le coefficient de température pour un courant aussi élevé n'est pas exact par suite de la chute de tension dans le dispositif; cette méthode n'est donc en général pas utilisée.

measuring current flows into the transistor. The emitter-base forward voltage rises from  $V_1$  up to  $V_2$  immediately, while the junction temperature rises from  $T_j^{(1)}$  up to  $T_j^{(2)}$  during the heating pulse duration ( $t_p$ ).

The emitter-base forward voltage decreases from  $V_2$  to  $V_3$  because of the negative temperature coefficient of the emitter-base forward voltage as the junction temperature rises.

Then with switch S open, the emitter current and the emitter-base forward voltage decrease to  $I_M$  and  $V_4$  respectively. As the junction temperature is still high, the emitter-base forward voltage at the measuring current remains less than the initial value  $V_1$ , increasing as the junction temperature decreases and finally rises up to the initial value  $V_1$  at  $I_M$ .

*Note.* — The accuracy of the measurement is basically determined by the accuracy of measurement of voltage  $V_4$ .

To calculate the thermal resistance,  $V_{EB}^{(1)}$  is observed on the oscilloscope. The changes with time of the emitter current ( $I_E$ ) and of the emitter-base forward voltage ( $V_{EB}$ ) observed on the oscilloscope are schematically shown in Figure 24, page 137. First of all, the magnitudes of the emitter-base forward voltage at the measuring current at the times  $t_0$  and  $t_0 + t_p$  are recorded ( $V_1$  and  $V_4$ ).

The difference of these two values is  $\Delta V_{EB}^{(1)}$ . Hence, the thermal resistance from the junction to a fixed-temperature-reference point  $x$  is given by:

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta T_j}{\Delta P_T} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha_{VEB}}{I_H V_{EB} + h_{FB} I_H V_{CB}} \quad (1)$$

where  $h_{FB}$  is the common-base current gain of the transistor.

In general,  $V_{CB}$  is much larger than  $V_{EB}$  and  $h_{FB}$  is approximately equal to 1.

Therefore to a good approximation:

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha_{VEB}}{I_H V_{CB}} \quad (2)$$

The thermal resistance from the junction to a reference point is thus measured. However, according to the location of the reference point and the material of the transistor, the operator must choose an appropriate heating-pulse duration so that the junction is fully heated but the temperature of the reference point does not change significantly.

For example, to measure the thermal resistance from the junction to the silicon chip,  $t_p$  is chosen less than the thermal time constant of the chip itself, experimentally several tens of microseconds.

Similarly, to measure the thermal resistance from junction to case  $R_{th(j-c)}$ , a pulse duration of about 100 ms is chosen because of the thermal time constant of the material. To measure the thermal resistance between the junction and ambient  $R_{th(j-a)}$ ,  $t_p$  is chosen large enough for the package to be in a state of equilibrium; experimentally more than several tens of minutes are needed for most transistors.

By using the temperature coefficient of  $V_{EB}$  that applies for a current equal to the sum of the measuring current and the heating current, and by using  $\Delta V_{EB}^{(2)}$  shown in Figure 24, the thermal resistance can also be calculated in the same manner using equation (1) or (2). But the temperature coefficient at such large current is inaccurate due to the voltage drop in the device and so this method is not generally used.

11.3.1.5 *Exécution*

- a) Régler la tension de polarisation à la valeur spécifiée  $V_{CB}$ .
- b) Mesure du coefficient de température  $\alpha_{VEB}$ .

On obtient le coefficient de température du paramètre sensible à la température en mesurant la tension directe émetteur-base en fonction de la température, dans les conditions de fonctionnement, pour le courant de mesure ( $I_M$ ) et la tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ) spécifiés, en chauffant extérieurement le dispositif en essai dans une enceinte à température contrôlée. On doit veiller à ce que l'équilibre thermique entre le dispositif en mesure et l'enceinte soit atteint pour la mesure de  $\alpha_{VEB}$ .

On utilise généralement un courant de mesure de 1 mA à 50 mA. Il faut noter que le coefficient de température  $\alpha_{VEB}$  est négatif et dépend de l'amplitude du courant de mesure.

- c) Appliquer le courant d'échauffement  $I_H$ .

Le courant émetteur spécifié doit circuler pendant une période spécifiée ( $t_p$ ) afin de provoquer l'accroissement de la température de jonction.

- d) Calcul de la résistance thermique.

On mesure la variation de tension directe émetteur-base ( $\Delta V_{EB}^{(1)}$ ) pour le courant de mesure, sur l'oscilloscope ou par une autre méthode équivalente ou par une méthode plus précise; on calcule la résistance thermique en utilisant l'une des équations (1) ou (2).

11.3.1.6 *Conditions spécifiées*

- Courant de mesure ( $I_M$ ).
- Courant émetteur d'échauffement de la jonction ( $I_H$ ).
- Durée de l'impulsion d'échauffement ( $t_p$ ).
- Tension collecteur-base ( $V_{CB}$ ).
- Détails de montage.

11.3.2 *Coefficient de température de la tension directe émetteur-base en fonction du courant*

Le coefficient de température  $\alpha_{VEB}$  de la tension directe émetteur-base est fonction de la densité de courant émetteur. La relation entre le courant émetteur et la tension directe émetteur-base du transistor, pour lequel le gain en courant  $h_{FB}$  est voisin de 1, est donnée théoriquement par Shockley:

$$I_E \approx \frac{q D_B n_i^2 A_E}{N_B W_B} \exp(q V_{EB} / k T) \quad (3)$$

où:

$N_B$  = concentration des impuretés dans la base

$D_B$  = coefficient de diffusion des porteurs minoritaires dans la région de base

$n_i$  = concentration des porteurs intrinsèques

11.3.1.5 *Measurement procedure*

- a) The bias supply is set to the specified value  $V_{CB}$ .
- b) Measurement of the temperature coefficient  $\alpha_{VEB}$ .

The temperature coefficient of the temperature sensitive parameter is obtained by measuring the emitter-base forward voltage as a function of the temperature, under operating conditions, with the specified measuring current ( $I_M$ ) and the collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ), by externally heating the device under test in a temperature-controlled oven. Care should be taken that thermal equilibrium is reached between the measured device and the oven system in the measurement of  $\alpha_{VEB}$ .

A measuring current ranging from 1 mA to 50 mA is generally used. Note that the temperature coefficient  $\alpha_{VEB}$  is negative and depends on the magnitude of the measuring current.

- c) The heating current  $I_H$  is applied.

The specified emitter current must flow for the specified period ( $t_p$ ) to cause the junction temperature to rise.

- d) Thermal resistance calculation.

The emitter-base forward voltage variation ( $\Delta V_{EB}^{(p)}$ ) at the measuring current is measured on the oscilloscope or by another equivalent method or a more accurate method; the thermal resistance is calculated using equation (1) or (2).

11.3.1.6 *Specified conditions*

- Measuring current ( $I_M$ ).
- Junction heating emitter current ( $I_H$ ).
- Heating pulse duration ( $t_p$ ).
- Collector-base voltage ( $V_{CB}$ ).
- Mounting arrangement.

11.3.2 *Current dependence of the thermal coefficient of the emitter-base forward voltage*

The thermal coefficient  $\alpha_{VEB}$  of the emitter-base forward voltage is a function of the emitter current density. The relationship between the emitter current and the emitter-base forward voltage for the transistor, where current gain  $h_{FB}$  is nearly unity, is given theoretically by Shockley:

$$I_E \approx \frac{q D_B n_i^2 A_E}{N_B W_B} \exp(q V_{EB} / kT) \quad (3)$$

where:

$N_B$  = concentration of impurities in the base region

$D_B$  = diffusion coefficient of minority carriers in the base region

$n_i$  = intrinsic carrier concentration

$W_B$  = épaisseur de la base

$T$  = température absolue

$A_E$  = surface de la jonction émetteur-base

$q$  = charge de l'électron =  $1,60 \times 10^{-19}$  coulomb

$k$  = constante de Boltzmann =  $1,380 \times 10^{-23}$  J/K

En prenant les logarithmes des deux membres et en réarrangeant l'équation, on a:

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{q D_B n_i^2 I_E}{N_B W_B A_E} \right) \quad (4)$$

En différenciant l'équation (4) par rapport à la température, on obtient le coefficient de température  $\alpha_{VEB}$ . On calcule  $k/q$  à partir de leurs valeurs numériques.  $\alpha_{VEB}$  est donné par:

$$\begin{aligned} \alpha_{VEB} &= \frac{dV_{EB}}{dT} = \frac{k}{q} \ln(J_E) + c \\ &= -8,63 \times 10^{-2} \ln(J_E) + c \quad (\text{mV}/^\circ\text{C}) \end{aligned} \quad (5)$$

où:

$$J_E = \frac{I_E}{A_E} \quad (\text{A}/\text{cm}^2)$$

$$c = \frac{k}{q} \ln \left( q \frac{D_B n_i^2}{N_B W_B} \right) \quad (\text{mV}/^\circ\text{C})$$

Il apparaît que  $\alpha_{VEB}$  est proportionnel au logarithme de  $J_E$ . Des mesures expérimentales de  $\alpha_{VEB}$  sont indiquées dans la figure 25, page 144. L'accord est bon entre l'équation (5) et les résultats expérimentaux.

Il faut noter que la constante  $c$  dépend également de la température, mais on peut montrer expérimentalement que sa variation est négligeable de  $0^\circ\text{C}$  à  $200^\circ\text{C}$  et que sa valeur est voisine de  $2,2$  mV/K.

Pour les courants élevés,  $\alpha_{VEB}$  peut ne pas être proportionnel au logarithme de  $J_E$ , car la chute de tension dans la résistance que présente le dispositif n'est pas négligeable. On doit alors choisir le courant de mesure suffisamment faible pour obtenir une mesure exacte de  $\alpha_{VEB}$ .

$W_B$  = base width

$T$  = absolute temperature

$A_E$  = emitter-base junction area

$q$  = magnitude of electronic charge =  $1.60 \times 10^{-19}$  coulomb

$k$  = Boltzmann's constant =  $1.380 \times 10^{-23}$  J/K

Taking logarithms of both sides and rearranging, one obtains:

$$V_{EB} = \frac{kT}{q} \ln \left( \frac{q D_B n_i^2 I_E}{N_B W_B A_E} \right) \quad (4)$$

Differentiation of Equation (4) with respect to temperature gives the temperature coefficient  $\alpha_{VEB}$ .  $k/q$  is calculated using numerical values.  $\alpha_{VEB}$  is given by:

$$\begin{aligned} \alpha_{VEB} &= \frac{dV_{EB}}{dT} = \frac{k}{q} \ln(J_E) + c \\ &= -8.63 \times 10^{-2} \ln(J_E) + c \quad (\text{mV}/^\circ\text{C}) \end{aligned} \quad (5)$$

where:

$$J_E = \frac{I_E}{A_E} \quad (\text{A}/\text{cm}^2)$$

$$c = \frac{k}{q} \ln \left( q \frac{D_B n_i^2}{N_B W_B} \right) \quad (\text{mV}/^\circ\text{C})$$

It is now clear that  $\alpha_{VEB}$  is proportional to the logarithm of  $J_E$ . Experimental measurements of  $\alpha_{VEB}$  are shown in Figure 25, page 145. There is a good agreement between equation (5) and the experimental measurements.

Note that constant  $c$  is also thermal dependent, but it can be shown experimentally that its temperature dependency is negligible within a temperature range from  $0^\circ\text{C}$  to  $200^\circ\text{C}$ , and its value is around  $2.2 \text{ mV}/\text{K}$ .

For large currents,  $\alpha_{VEB}$  may not be proportional to the logarithm of  $J_E$ , because the voltage drop in the resistance of the device is not negligible. The measuring current shall then be chosen small enough to ensure an accurate measurement of  $\alpha_{VEB}$ .

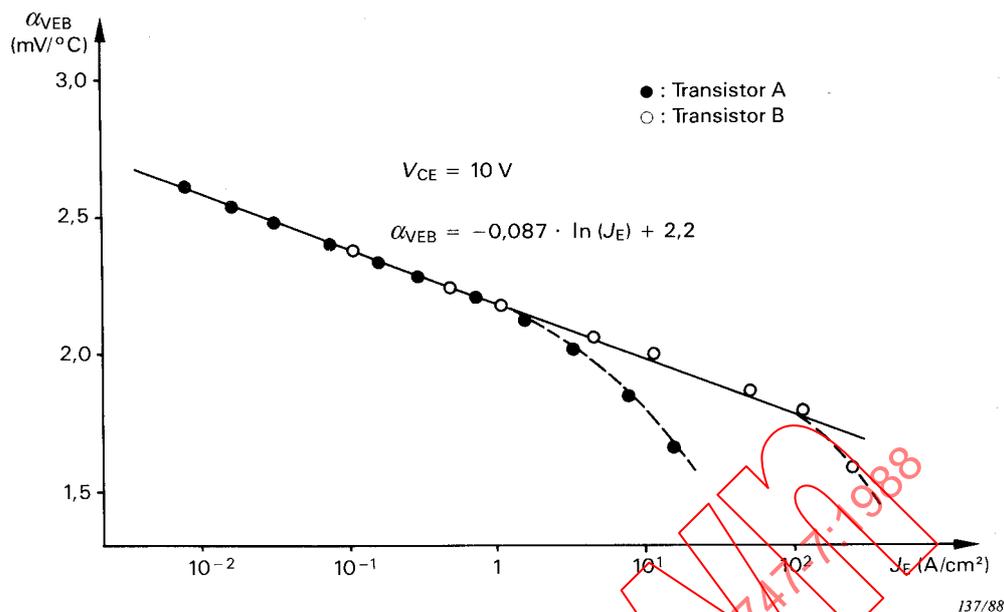


FIG. 25. — Coefficient de température ( $\alpha_{VEB}$ ) en fonction de la densité de courant émetteur typique ( $J_E$ ).

### 11.3.3 Mesure de la résistance thermique transitoire

Il existe de nombreux matériaux avec différentes constantes physiques dans les chemins thermiques conduisant de la jonction à l'ambiante. La figure 26a montre la section droite d'un transistor typique en boîtier métallique (cavité). La plus grande partie de la chaleur produite à la jonction circule d'abord dans la pastille, puis dans la soudure à l'embase et finalement vers l'ambiante. On considère alors le circuit thermique total équivalent comme une combinaison en série de circuits individuels en parallèle, chacun de ces derniers comprenant la résistance thermique due à la conductivité thermique du matériau en parallèle avec la capacité thermique due à son volume. La figure 26b, page 146, représente un exemple de circuit thermique équivalent.

On peut déterminer des valeurs approximatives pour la résistance thermique de chaque élément du transistor tel que: pastille, soudure, embase, à partir de la caractéristique de la résistance thermique transitoire qui est la relation entre la durée de l'impulsion d'échauffement et la résistance thermique.

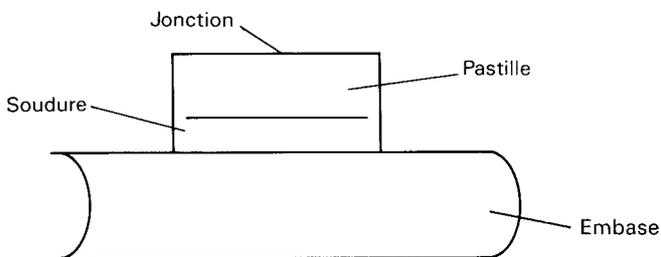


FIG. 26a. — Section droite d'un transistor typique en boîtier métallique (cavité).

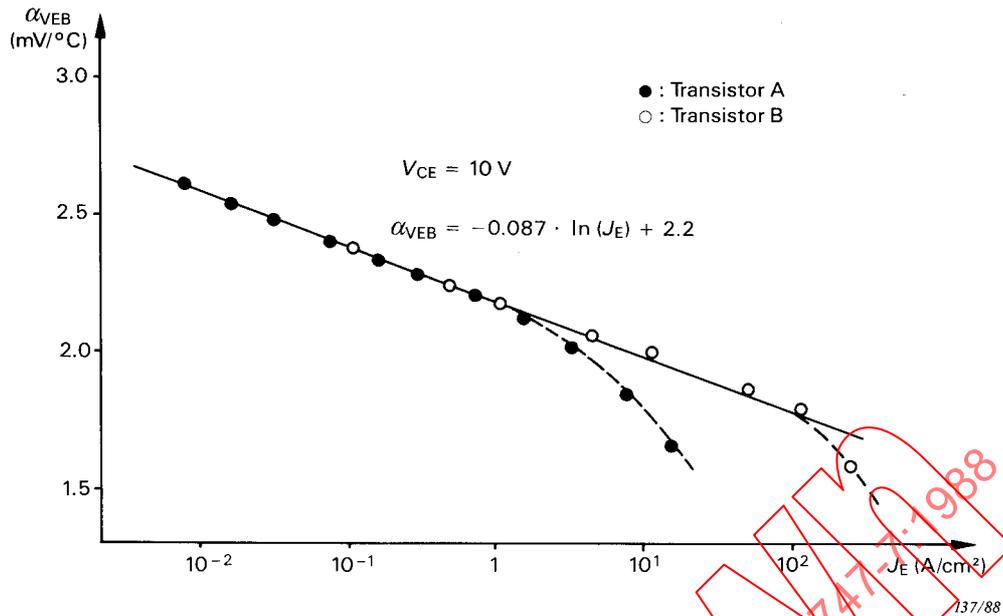
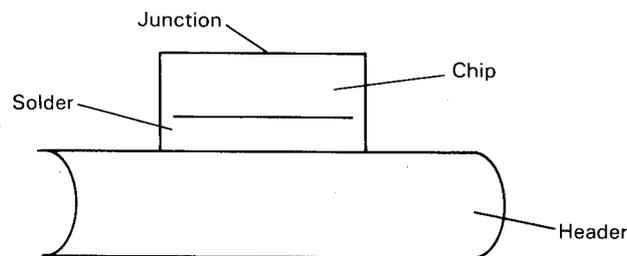


FIG. 25. — Temperature coefficient ( $\alpha_{VEB}$ ) versus typical emitter current density ( $J_E$ ).

### 11.3.3 Measurement of transient thermal resistance

There are many materials with different physical constants in the heat path from junction to ambient. Figure 26a shows the cross-section of a typical transistor in metallic case (cavity). Most of the heat occurring at the junction flows first into the chip, then into the solder to the header and finally into the ambient surroundings. The total thermal equivalent circuit is therefore considered as a series combination of individual parallel circuits, each consisting of the thermal resistance concerning the thermal conductivity of the material and the thermal capacitance concerning its volume. Figure 26b, page 147, shows an example of the thermal equivalent circuit.

Approximate values for the thermal resistance of each transistor component such as chip, solder, package can be found from the transient thermal resistance characteristic which is the relationship between the heating pulse duration and the thermal resistance.



138/88

FIG. 26a. — Cross-section of a typical transistor in metallic case (cavity).

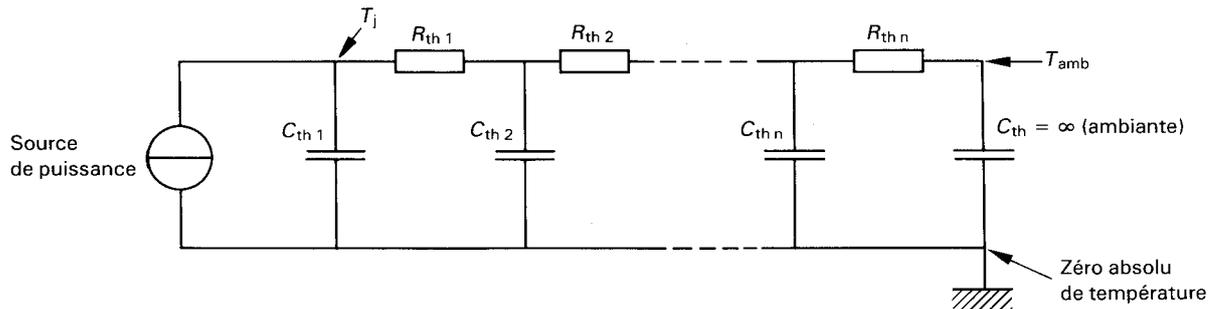


FIG. 26b. — Circuit thermique équivalent.

139/88

La figure 27 indique une caractéristique de résistance thermique transitoire typique.

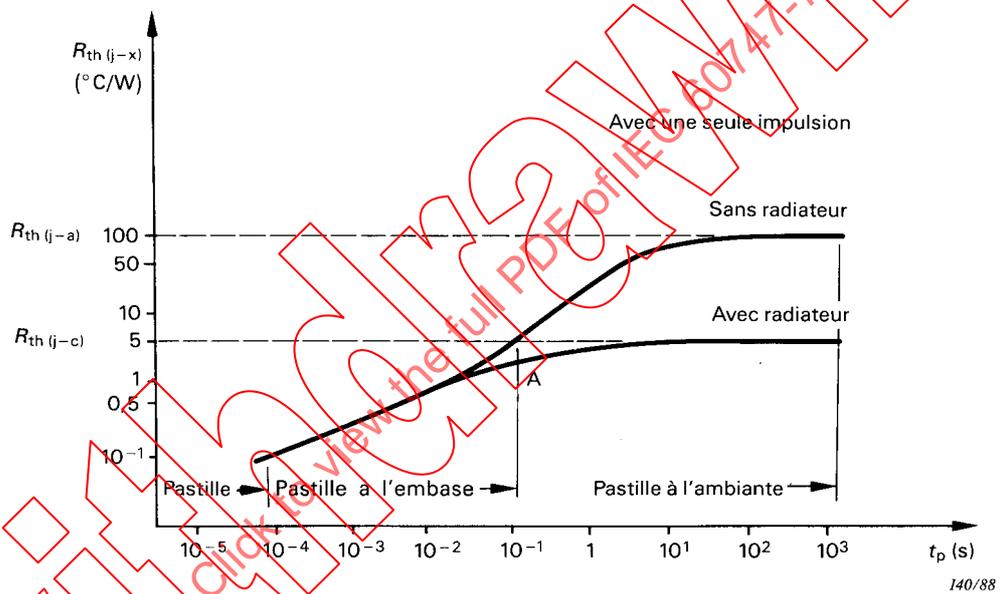


FIG. 27. — Exemple de caractéristique de la résistance thermique transitoire typique en fonction de la durée de l'impulsion d'échauffement.

140/88

La variation de la température de jonction du transistor en fonction du temps est connue comme étant la théorie de Mortenson. La méthode de mesure de la résistance thermique qui utilise  $\Delta V_{EB}$  donne la résistance thermique jonction-point de référence, déterminée par la durée de l'impulsion d'échauffement. Aussi, la seule résistance thermique significative pour une faible durée d'impulsion représente-t-elle celle entre la jonction et la pastille de silicium. Dans la figure 27, cette région correspond à  $t < 10^{-4}$  s. La résistance thermique entre la jonction et un point plus éloigné est déterminée en utilisant une largeur d'impulsion plus grande. La résistance thermique au point A où les deux courbes se séparent vers la droite (l'une d'entre elles étant due à un radiateur extérieur) est la résistance thermique jonction-boîtier  $R_{th(j-c)}$  ou la résistance thermique jonction-ambiante  $R_{th(j-a)}$ .

Il suffit de choisir une valeur convenable de  $t_p$  et de déterminer  $R_{th(j-c)}$  pour le contrôle de la fixation de la pastille, ce qui est particulièrement important pour les transistors de puissance.

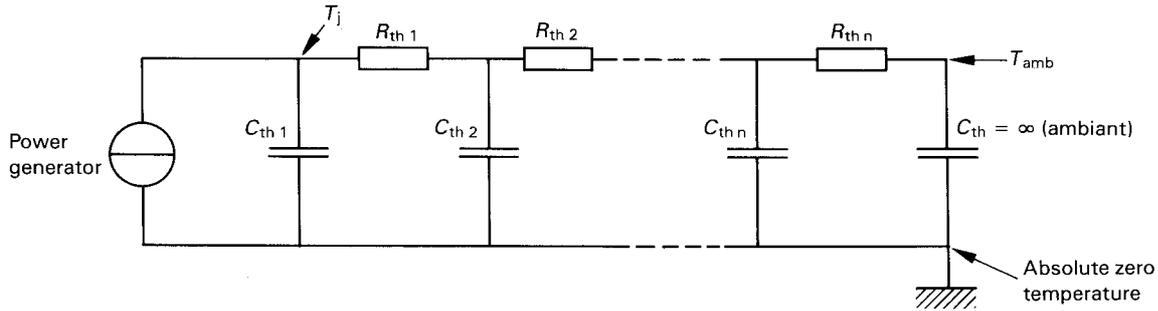


FIG. 26b. — Thermal equivalent circuit.

139/88

A typical transient thermal resistance characteristic is shown in Figure 27.

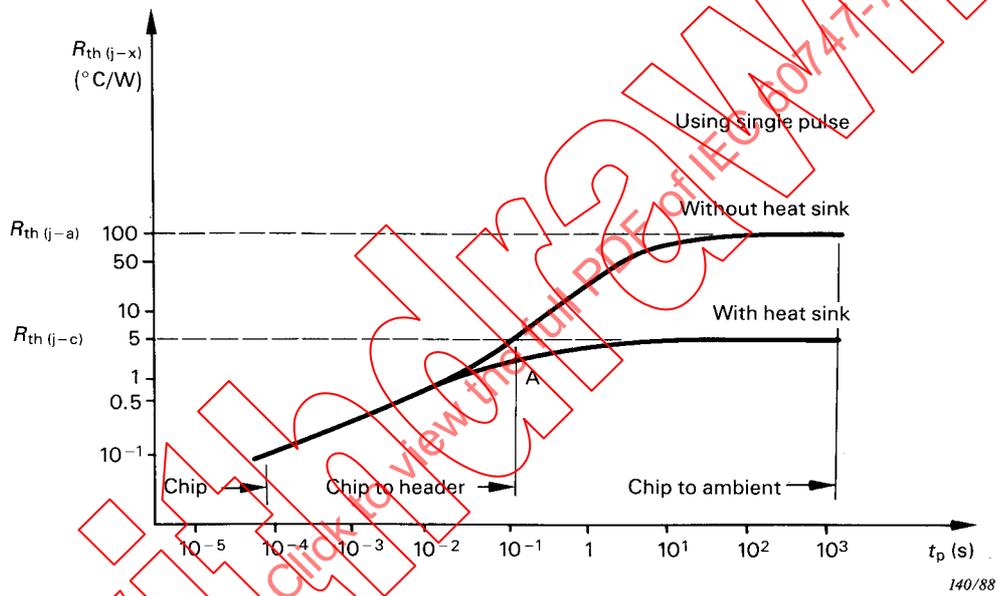


FIG. 27. — Typical transient thermal resistance characteristic versus heating pulse duration.

140/88

The transistor junction temperature variation as a function of time is known as the Mortenson's theory. The method of thermal resistance measurement using  $\Delta V_{EB}$  gives the thermal resistance from the junction to a reference point which is determined by the heating pulse duration. Hence the only significant thermal resistance for small pulse duration is that from the junction to the silicon chip. In Figure 27, this region corresponds to the thermal resistance at  $t_p < 10^{-4}$  s. The thermal resistance from the junction to a farther point is determined by the use of a longer pulse duration. The thermal resistance at point A is the thermal resistance from junction to case  $R_{th(j-c)}$  and the thermal resistance from junction to ambient  $R_{th(j-a)}$ , with or without a heat sink, is shown by the diverging curves to the right of point A.

It is only sufficient to choose an appropriate  $t_p$  for  $R_{th(j-c)}$  for the inspection of the die attachment, which is especially important for power transistors.

11.3.4 Application à la détermination de l'aire limite de fonctionnement (de sécurité)

Même lorsque le dispositif fonctionne à l'intérieur de ses valeurs limites, il peut parfois s'emballer à cause du second claquage (S/B). Il est alors important, spécialement pour les transistors de puissance, de spécifier l'aire limite de fonctionnement (de sécurité) (SOAR).

On détermine facilement l'aire limite de fonctionnement (de sécurité), depuis le fonctionnement avec de courtes impulsions jusqu'à celui en continu, en utilisant la mesure de résistance thermique. On utilise la méthode suivante: la valeur de  $\Delta V_{EB}$  augmente avec  $V_{CB}$  pour des valeurs données de  $I_H$  et de  $t_p$ . Elle croît rapidement au-delà d'une certaine valeur de  $V_{CB}$ , ce qui donne une indication pour le début du second claquage. Un accroissement supplémentaire peut conduire le transistor dans le second claquage et le détruire. Ces phénomènes sont représentés dans la figure 28.

En général, l'aire limite de fonctionnement (de sécurité) est spécifiée pour des valeurs inférieures à celles pour lesquelles  $\Delta V_{EB}$  augmente rapidement. On obtient le même résultat en modifiant la valeur du courant d'échauffement  $I_H$  pour une  $V_{CB}$  fixée.

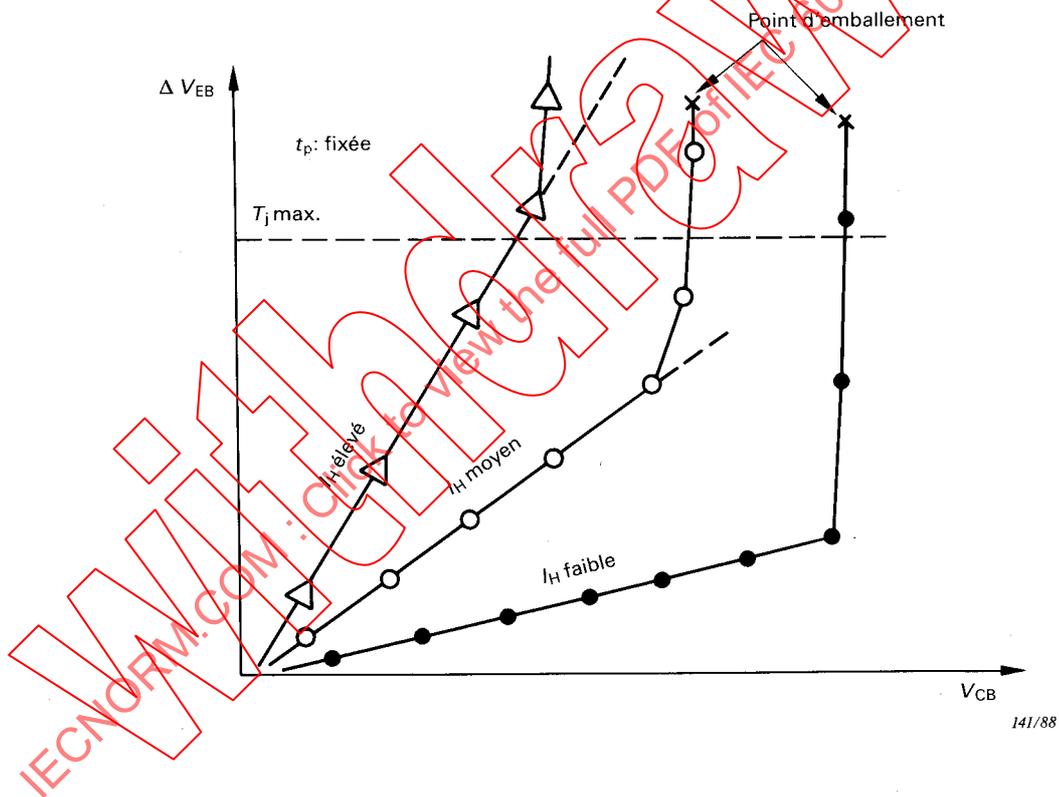


FIG. 28. — Caractéristique  $\Delta V_{EB}$  en fonction de la tension collecteur-base  $V_{CB}$ .

La figure 29, page 150, montre une aire limite de fonctionnement (de sécurité) typique pour différentes valeurs de  $t_p$ , pour des valeurs maximales spécifiées de  $I_C$  et de  $V_{CB}$ .

Pour des valeurs inférieures de  $V_{CB}$ , l'aire limite de fonctionnement (de sécurité) déterminée par le second claquage dépasse normalement la dissipation maximale de puissance ( $P_{tot}$ ). Ainsi, pour de plus faibles valeurs de  $V_{CB}$ , l'aire limite de fonctionnement (de sécurité) est déterminée par la valeur limite de la dissipation de puissance.

### 11.3.4 Application to the determination of the Safe Operating Area

Even when the device is operated within its ratings, it may sometimes run away because of second breakdown (S/B). It is then important, especially for power transistors, to specify the Safe Operating Area (SOAR).

The Safe Operating Area (from short pulse operation to d.c. operation) is determined easily by using the thermal resistance measurement. The following procedure is used: the value of  $\Delta V_{EB}$  increases when increasing the collector-base voltage  $V_{CB}$  for a given  $I_H$  and  $t_p$  condition. It increases rapidly at a certain value of  $V_{CB}$ ; this is an indication of the onset of the second breakdown. Further increase may run the transistor into the second breakdown and destroy it. These phenomena are shown in Figure 28.

In general, SOAR is specified at values less than the conditions for the rising point of  $\Delta V_{EB}$ . The same result will also be obtained by changing the magnitude of the heating current  $I_H$  for a fixed  $V_{CB}$ .

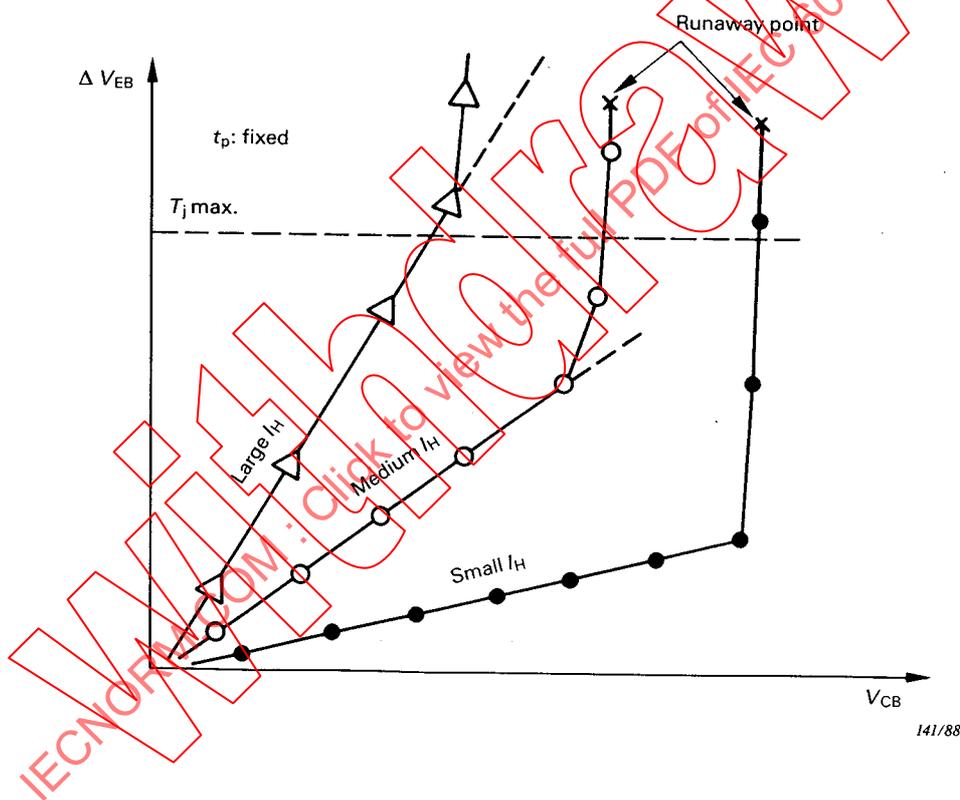
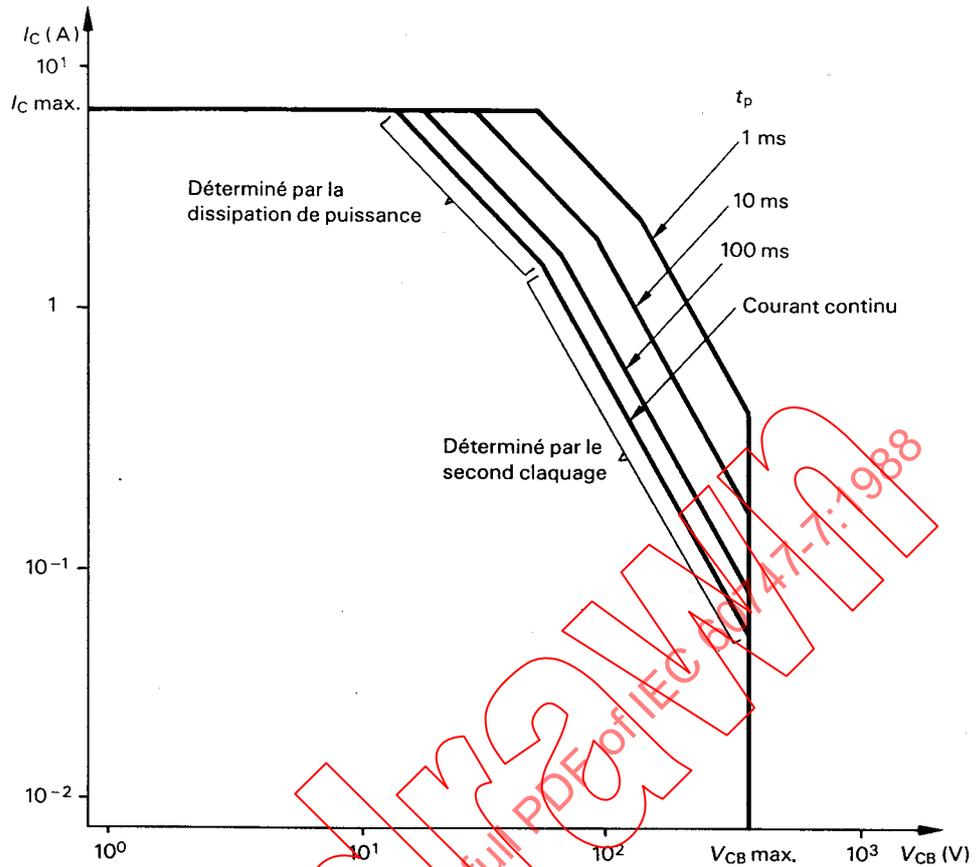


FIG. 28. — Typical  $\Delta V_{EB}$  versus collector-base voltage ( $V_{CB}$ ) characteristic.

Figure 29, page 151, shows a typical SOAR at various  $t_p$  within specified maximum values of  $I_C$  and  $V_{CB}$ .

At smaller  $V_{CB}$ , the SOAR determined by the second breakdown usually exceeds the maximum power dissipation ( $P_{tot}$ ). So the SOAR at smaller  $V_{CB}$  is determined by the maximum power dissipation rating.



142/88

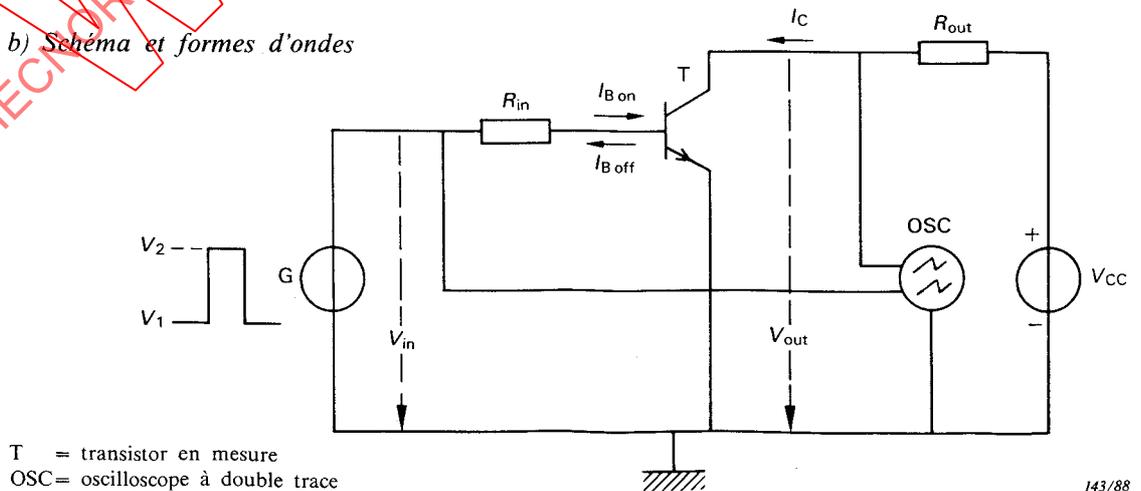
FIG. 29. — Aire limite de fonctionnement (de sécurité) typique.

12. Temps de commutation ( $t_d$ ,  $t_r$ ,  $t_{on}$ ,  $t_s$ ,  $t_f$ ,  $t_{off}$ )

a) But

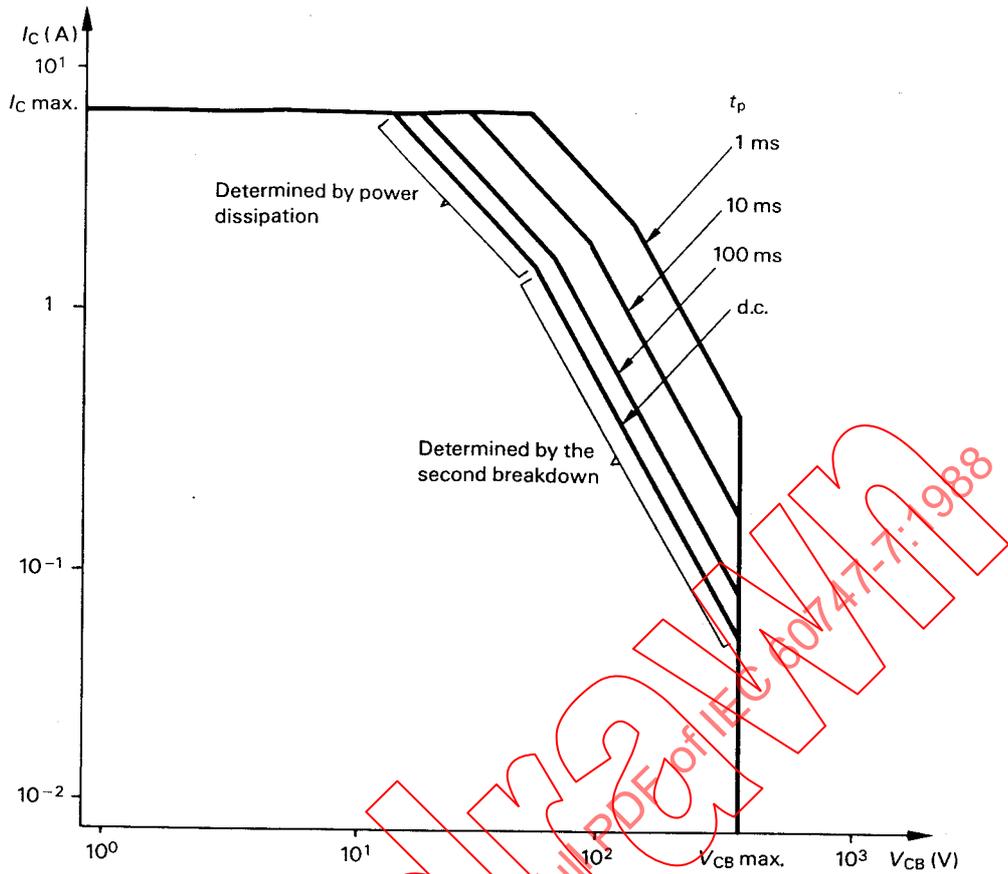
Mesurer le retard à la croissance, le temps de croissance, le temps total d'établissement, le retard à la décroissance, le temps de décroissance, le temps total de coupure d'un transistor quand il passe par impulsion de l'état bloqué à l'état passant en saturation et vice versa.

b) Schéma et formes d'ondes



143/88

FIG. 30. — Schéma.



142/88

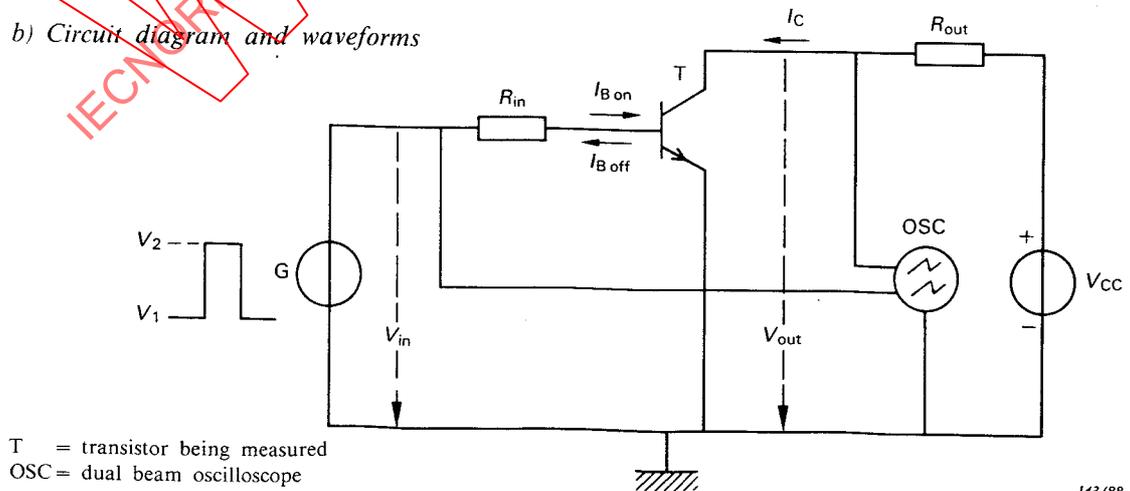
FIG. 29. — Typical safe operating area.

12. Switching times ( $t_{ds}$ ,  $t_r$ ,  $t_{on}$ ,  $t_s$ ,  $t_f$ ,  $t_{off}$ )

a) Purpose

To measure the delay, rise, turn-on, storage, fall and turn-off times of a transistor when pulsed from the off-state to the saturated on-state and vice-versa.

b) Circuit diagram and waveforms



T = transistor being measured  
OSC = dual beam oscilloscope

143/88

FIG. 30. — Circuit diagram.

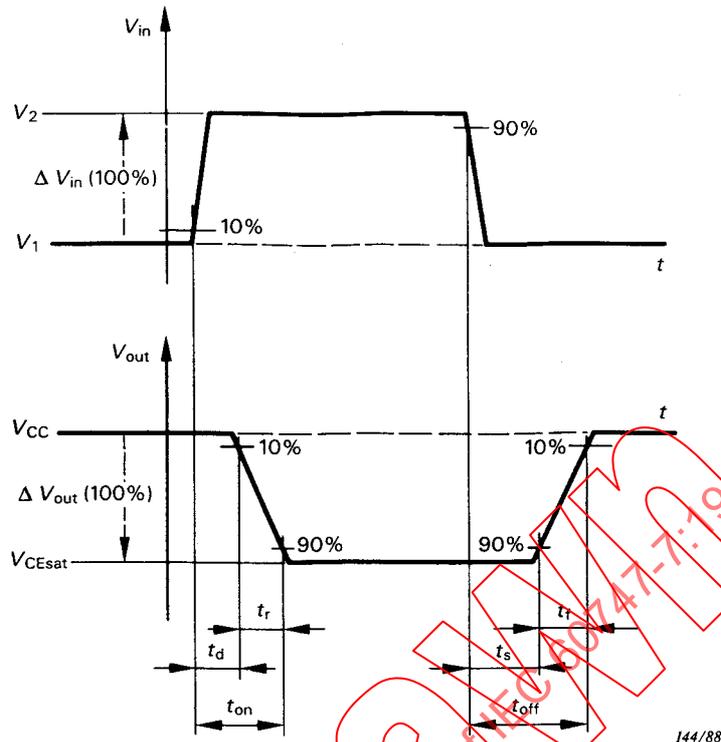


FIG. 31. — Temps de commutation.

c) Description et exigences du circuit

Les résistances  $R_{in}$  et  $R_{out}$  peuvent être remplacées par des circuits équivalents pourvu qu'ils présentent au transistor à mesurer les mêmes conditions spécifiées d'impédance et de tension, immédiatement avant et durant la mesure.

d) Précautions à prendre

Voir aussi le paragraphe 2.3.6 sur les mesures en impulsions dans la Publication 747-1, chapitre VII, Section un.

La mesure des temps de commutation dépend d'une façon critique de la réponse globale en fréquence de tout le circuit. Quand les mesures concernent des intervalles de temps très courts, le circuit doit être réalisé selon les techniques appropriées aux fréquences considérées.

Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant, la réponse en fréquence, le temps d'amorçage et le temps de croissance de l'oscilloscope doivent être soigneusement évalués. On utilise normalement un oscilloscope à double trace et il faut s'assurer que les câbles de branchement des deux signaux à l'oscilloscope présentent des temps de retard exactement égaux.

Toutes les résistances doivent être du type faible inductance et avoir une tolérance de  $\pm 1\%$ .

Il peut être nécessaire d'utiliser des embases blindées pour les fils de sortie du transistor et de spécifier le plan de référence pour les mesures.

Pour éviter que les valeurs limites du transistor ( $V_{EB}$  en particulier) ne soient pas dépassées en dehors des périodes de mesure, il peut être nécessaire d'ajouter des circuits supplémentaires.

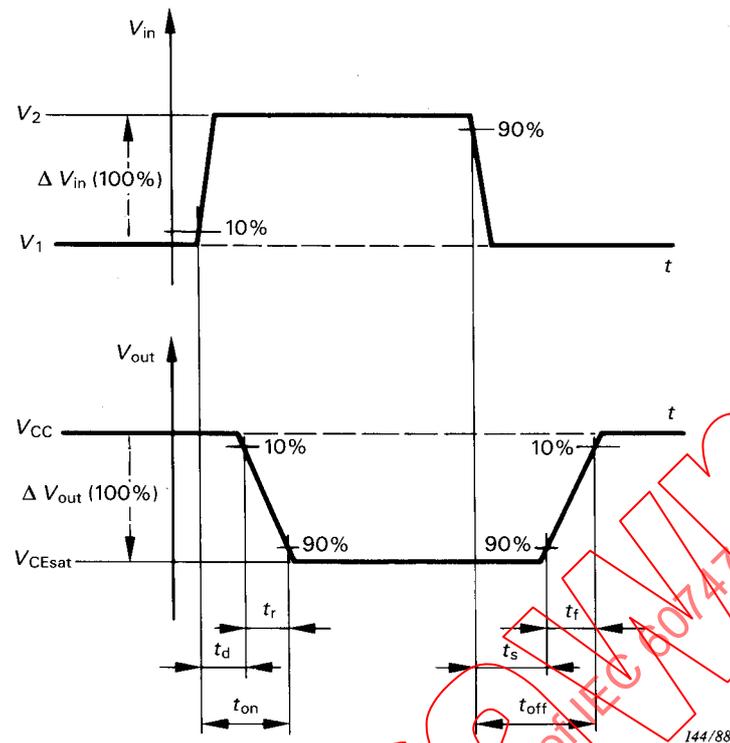


FIG. 31. — Switching times.

c) *Circuit description and requirements*

$R_{in}$  and  $R_{out}$  may be replaced by equivalent circuits provided they present the same specified impedance and voltage conditions to the transistor being measured, immediately before and during the measurement.

d) *Precautions to be observed*

See also Sub-clause 2.3.6 on pulse measurements in Publication 747-1, Chapter VII, Section One.

Switching time measurements are critically dependent on the overall frequency response of the complete circuit. For measurements involving very short time intervals, techniques of construction of the circuit must be adequate for the frequencies involved.

The frequency response, triggering and rise time of the oscilloscope must be carefully evaluated to ensure adequate performance. A double-beam oscilloscope is normally used, and care should be taken to ensure exactly equal delay times in the dual signal connections to the oscilloscope.

All resistors should be low-inductance types and have  $\pm 1\%$  tolerance.

Screened sockets for transistor leads may be necessary and the reference plane for measurements may have to be specified.

Additional circuitry may be necessary to prevent the transistor ratings ( $V_{EB}$  in particular) from being exceeded outside the measuring period.

e) *Exécution*

Régler la température à la valeur spécifiée. Appliquer la tension d'alimentation spécifiée du collecteur ( $V_{CC}$ ) et l'impulsion d'entrée.

Mesurer les temps de commutation requis sur les ondes d'entrée et sortie comme spécifié sur la figure 31, page 152.

f) *Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$  nominal).
- Courant de base durant l'impulsion ( $I_{B\ on}$  nominal).
- Courant inverse de crête de la base ( $I_{B\ off}$  nominal  $< 0$ ) (pour  $t_{gs}$ ,  $t_r$  et  $t_{off}$  seulement).
- Tensions d'entrée ( $V_1$  et  $V_2$ ).
- Temps de transition maximal du front de l'impulsion.
- Tension d'alimentation du collecteur ( $V_{CC}$ ).
- Résistances ( $R_{in}$  et  $R_{out}$ ).

13. Paramètres haute fréquence ( $f_T$ ,  $C_{22b}$ ,  $Re(h_{11e})$ ,  $y_{11e}$ ,  $s...$ )

13.1 *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:

$$Re(h_{11e})$$

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:

$$\left. \begin{matrix} y_{11e} \\ y_{12e} \\ y_{21e} \\ y_{22e} \end{matrix} \right\} \text{ ou } \left\{ \begin{matrix} y_{11b} \\ y_{12b} \\ y_{21b} \\ y_{22b} \end{matrix} \right.$$

e) *Measurement procedure*

Temperature conditions are set to the specified value. The specified collector supply voltage ( $V_{CC}$ ) and input waveform are applied.

The required switching times are measured between the relevant points on the input and output waveforms as specified in Figure 31, page 153.

f) *Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Collector current ( $I_C$  nominal).
- Base current during the pulse ( $I_{B\ on}$  nominal).
- Peak reverse base current ( $I_{B\ off}$  nominal  $< 0$ ) (for  $t_s$ ,  $t_f$  and  $t_{off}$  only).
- Input voltages ( $V_1$  and  $V_2$ ).
- Maximum pulse edge transition times.
- Collector supply voltage ( $V_{CC}$ ).
- Resistances ( $R_{in}$  and  $R_{out}$ ).

13. **High-frequency parameters** ( $f_T$ ,  $C_{22b}$ ,  $Re(h_{11e})$ , *y...e, s...*)

13.1 *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:

$$Re(h_{11e})$$

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:

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

*Précautions*

1. Pour les précautions générales, voir la Publication 747-1, chapitre VII, Section un, article 2. Sauf indication contraire, tous les condensateurs doivent présenter des courts-circuits effectifs pour la fréquence de mesure.
2. *Précautions additionnelles*

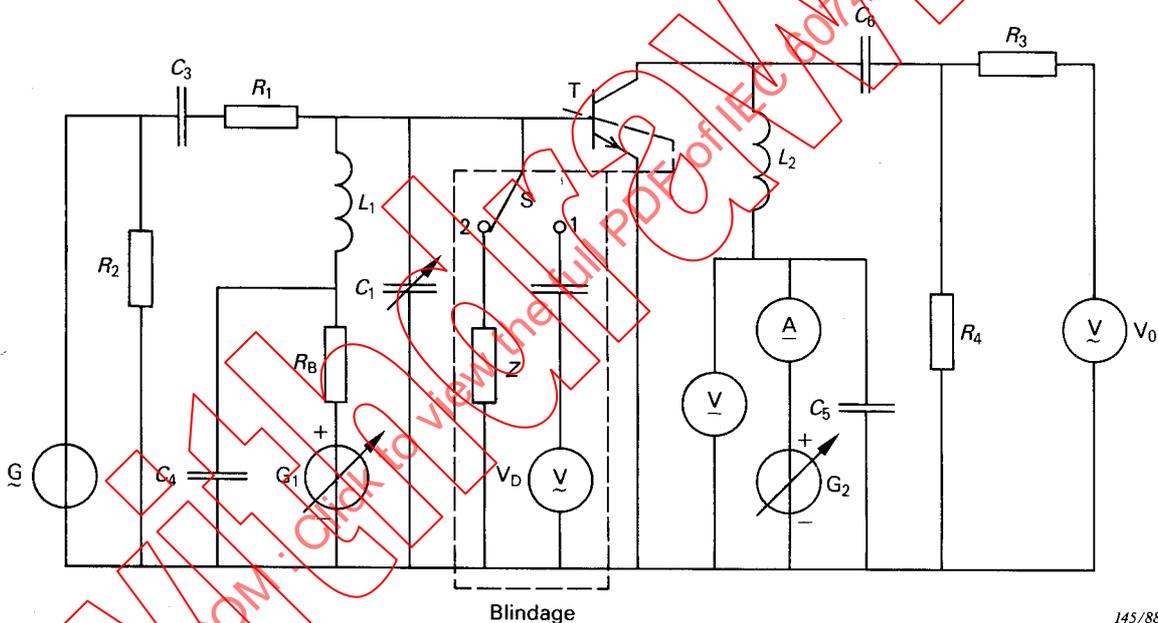
Si les résultats des mesures en haute fréquence sont susceptibles d'être influencés par la longueur des sorties du dispositif (par exemple fils ou broches), le plan de référence par rapport au dispositif doit être spécifié pour la mesure considérée.

13.2 *Fréquence de transition ( $f_T$ )*

a) *But*

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

b) *Schéma*



T = transistor en mesure

FIGURE 32

c) *Description et exigences du circuit*

$V_0$  est un voltmètre électronique.

$V_D$  est un détecteur de signal.

La valeur de  $R_1$  doit être grande par rapport à celle de l'impédance d'entrée du transistor.

La valeur de  $R_2$  est choisie de façon à adapter l'impédance caractéristique du générateur.

$R_3$  est l'impédance interne du voltmètre  $V_0$  et sa valeur doit être grande par rapport à celle de  $R_4$ .

### Precautions

1. For general precautions, see Publication 747-1, Chapter VII, Section One, Clause 2. Except as indicated, all capacitors should be effective short-circuits at the frequency of measurement.

### 2. Additional precautions

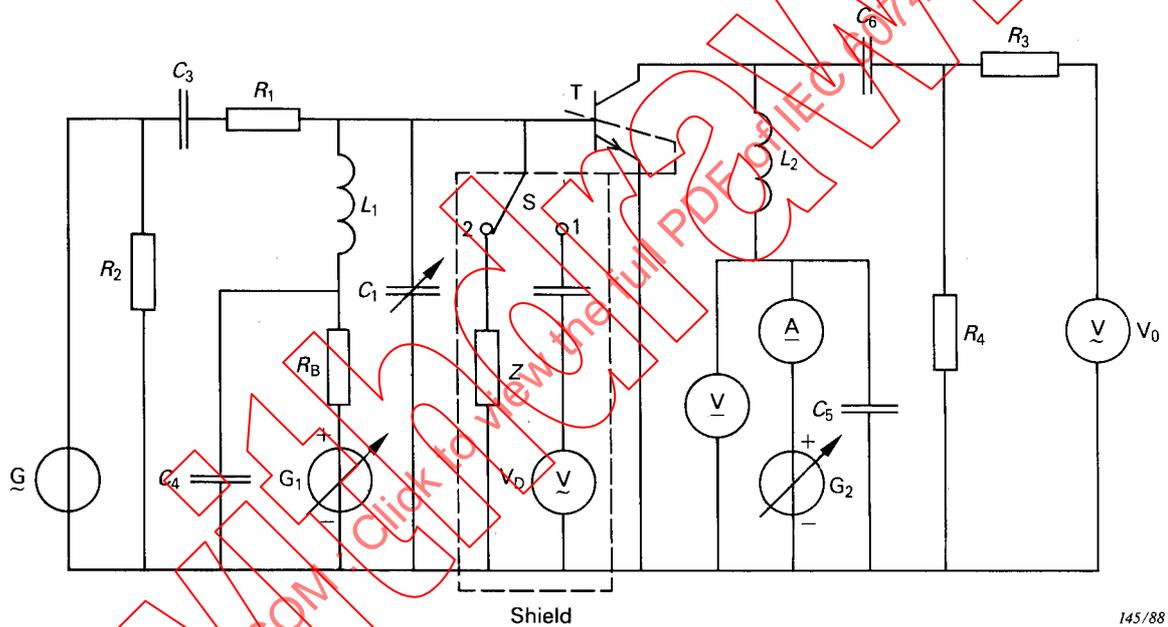
If the results of high-frequency measurements are likely to be influenced by the length of the terminals of the device (e.g. leads or pins), the reference plane for the measurement with respect to the device should be specified.

## 13.2 Transition frequency ( $f_T$ )

### a) Purpose

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

### b) Circuit diagram



T = transistor being measured

FIGURE 32

### c) Circuit description and requirements

$V_0$  is an electronic voltmeter.

$V_D$  is a signal detector.

The value of  $R_1$  is large compared with the input impedance of the transistor.

The value of  $R_2$  is chosen to match the characteristic impedance of the generator.

$R_3$  is the internal impedance of the voltmeter  $V_0$  and should be of large value compared with that of  $R_4$ .

La valeur de  $R_4$  doit être petite par rapport à l'impédance de sortie du transistor.

La valeur de  $R_B$  doit être grande par rapport à  $V_{BE}/I_B$ .

$L_1$  et  $L_2$  doivent avoir une impédance élevée à la fréquence de mesure et l'impédance de  $L_2$  doit être au moins 100 fois supérieure à celle de  $R_4$ .

Les capacités  $C_4$  et  $C_5$  doivent présenter un court-circuit à la fréquence de mesure. Les capacités  $C_3$  et  $C_6$  doivent avoir une impédance faible par rapport à celles de  $R_1$  et  $R_4$ .

*d) Précautions à prendre*

- i) Eviter autant que possible les capacités parasites entre les bornes base et émetteur du transistor.

Aux très hautes fréquences, il peut être nécessaire de régler ces capacités parasites de la manière suivante:

Le transistor étant enlevé, brancher un détecteur de signal  $V_D$  de forte impédance d'entrée entre la base et la masse (position 1 du commutateur S).

Régler le condensateur  $C_1$  jusqu'à ce que le détecteur indique la résonance parallèle de  $L_1$  et  $C_1$  plus les capacités parasites.

Remplacer alors le détecteur par une impédance  $Z$  ayant une valeur égale à l'impédance du détecteur, en mettant le commutateur S sur la position 2.

- ii) Eviter particulièrement les inductances parasites dans le conducteur émetteur.

- iii) La transmission des signaux de mesure entre la base et le collecteur, sans passer par l'intermédiaire du transistor, doit être évitée par un blindage, comme le montre le schéma.

On peut effectuer l'essai suivant pour avoir la confirmation que le blindage entre les bornes de base et de collecteur du support est efficace:

Le transistor étant enlevé, on insère entre les bornes d'émetteur et de base du support une résistance approximativement égale à l'impédance d'entrée du transistor. La borne de collecteur du support est laissée en circuit ouvert.

La lecture obtenue doit être suffisamment faible pour ne pas influencer la précision de la mesure.

- iv) Si le transistor en mesure 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.

*e) Exécution*

Les générateurs de tension de base et de collecteur  $G_1$  et  $G_2$  étant mis à zéro, court-circuiter les bornes de base et de collecteur du support.

Le générateur  $G$  étant ajusté à la fréquence de mesure spécifiée, régler sa tension de sortie de façon à obtenir sur le voltmètre électronique de sortie  $V_0$  la plus faible valeur de mesure  $V_0^{(1)}$  qui soit compatible avec un rapport signal/bruit satisfaisant.

Enlever le court-circuit et insérer le transistor à mesurer dans le support de mesure.

Ajuster les générateurs de tension de collecteur et de base  $G_1$  et  $G_2$  à tour de rôle jusqu'à ce que les conditions de polarisation spécifiées soient appliquées au transistor, en prenant soin de ne pas dépasser les valeurs limites du transistor durant le réglage.

The value of  $R_4$  must be small compared with the output impedance of the transistor.

The value of  $R_B$  should be large compared with  $V_{BE}/I_B$ .

$L_1$  and  $L_2$  should have a high impedance at the measurement frequency and the impedance of  $L_2$  should be at least 100 times greater than  $R_4$ .

Capacitances  $C_4$  and  $C_5$  should present a short circuit at the measurement frequency. Capacitances  $C_3$  and  $C_6$  should have a low impedance compared with  $R_1$  and  $R_4$ .

*d) Precautions to be observed*

- i) Stray capacitance 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, which is done as follows:

With the transistor removed, a signal detector  $V_D$  of high input impedance is connected between the base and earth (position 1 of switch S).

The capacitor  $C_1$  is then adjusted until parallel resonance of  $L_1$  and  $C_1$  plus the stray capacitance occurs as indicated on the detector.

The detector is then replaced by an impedance  $Z$  having a value equal to the detector impedance, by changing the position of switch S to 2.

- ii) It is particularly important that stray inductance in the emitter lead is avoided.
- iii) Transmission of the measuring signals between base and collector without passing through the transistor must be avoided by screening as shown in the circuit.

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 collector socket is left open-circuit.

The reading obtained should be so low that it does not influence the accuracy of the measurement.

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

*e) Measurement procedure*

With the collector and base voltage generators  $G_1$  and  $G_2$  set to zero, a short circuit is inserted between the base and collector sockets.

With the signal generator  $G$  tuned to the specified measurement frequency, the signal generator output is adjusted to give the lowest convenient reading  $V_0^{(1)}$  on the output electronic voltmeter  $V_0$  compatible with adequate signal-to-noise ratio.

The short circuit is removed. The transistor to be measured is then inserted into the test socket.

The collector and base voltage generators  $G_1$  and  $G_2$  respectively are adjusted in sequence until the specified bias conditions are applied to the device, care being taken not to exceed the device ratings during adjustment.

Régler les conditions de température aux valeurs spécifiées et effectuer les réglages de polarisation nécessaires.

Le réglage du générateur demeurant inchangé, relever la valeur  $V_0^{(2)}$  sur le voltmètre électronique de sortie.

Calculer la fréquence de transition à partir de l'expression suivante:

$$f_T = f \frac{V_0^{(2)}}{V_0^{(1)}}$$

où  $f$  est la fréquence de mesure.

*f) Conditions spécifiées*

- Température ambiante ou température de boîtier ( $T_{amb}$  ou  $T_{case}$ ).
- Fréquence de mesure ( $f$ ).
- Tension collecteur-émetteur ( $V_{CE}$ ).
- Courant collecteur ( $I_C$ ).

13.3 *Capacité de sortie en montage base commune, sortie en circuit ouvert ( $C_{22b}$ )*

13.3.1 Pour un dispositif à trois sorties, la méthode de mesure donnée au paragraphe 8.1.2 et décrite dans la figure 13, page 104, est applicable.

13.3.2 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:

- a) 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.
- b) Si ce n'est pas le cas, la méthode de mesure à utiliser est à l'étude.

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

13.4.1 *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 33, page 162.

Temperature conditions are set to the specified values, and any necessary adjustments are made to the bias conditions.

With the same signal generator conditions, the reading  $V_0^{(2)}$  on the output electronic voltmeter is noted.

The transition frequency is calculated using the expression:

$$f_T = f \frac{V_0^{(2)}}{V_0^{(1)}}$$

where  $f$  is the frequency of the measurement.

*f) Specified conditions*

- Ambient or case temperature ( $T_{amb}$  or  $T_{case}$ ).
- Measurement frequency ( $f$ ).
- Collector-emitter voltage ( $V_{CE}$ ).
- Collector current ( $I_C$ ).

13.3 *Open-circuit common-base output capacitance ( $C_{22b}$ )*

13.3.1 For a three-terminal device, the measuring method is given in Sub-clause 8.1.2 and described in Figure 13, page 105, is applicable.

13.3.2 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.

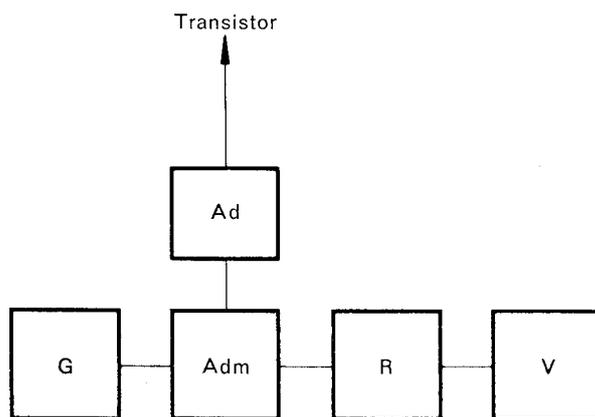
For such a device:

- 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 case, the method of measurement to be used is under consideration.

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

13.4.1 *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 33, page 163.

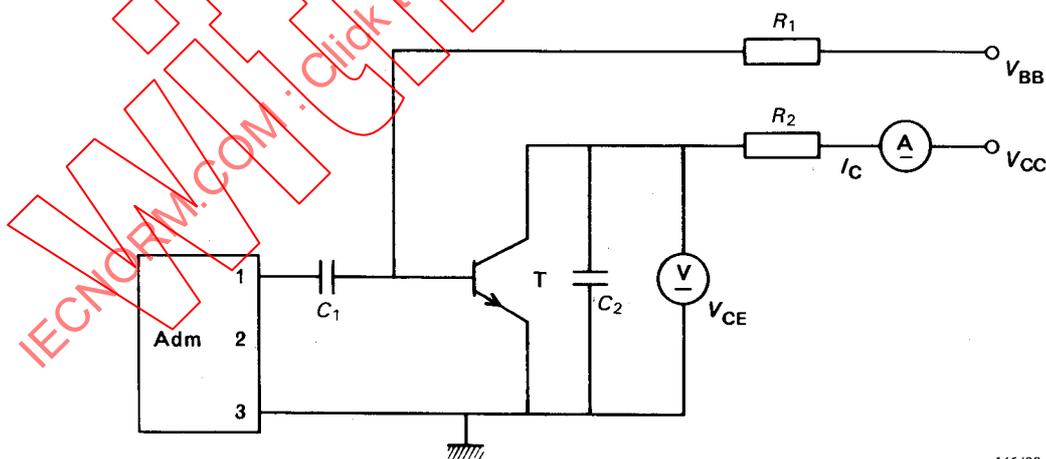


G = générateur de signal modulé  
 Ad = adaptateur  
 Adm = pont d'admittance  
 R = récepteur  
 V = voltmètre électronique

FIG. 33. — Schéma synoptique du circuit pour la mesure des composantes résistive et réactive de  $h_{1e}$ .

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.

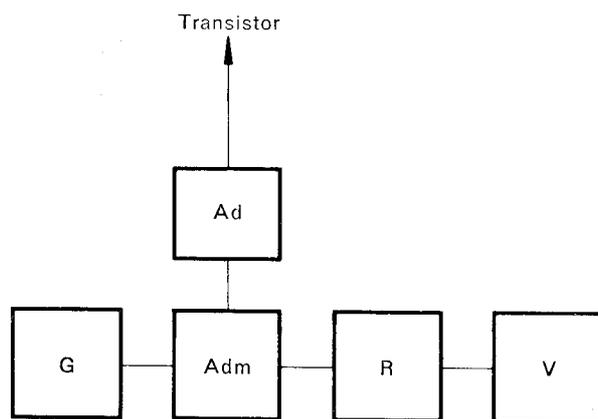
Un circuit d'adaptateur approprié à cette mesure est indiqué par la figure 34. Les valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  doivent être choisies afin de présenter un court-circuit effectif à la fréquence de mesure.



Adm = pont d'admittance  
 1 = borne de mesure  
 2 = neutre (s'il existe)  
 3 = borne de mesure  
 T = transistor mesuré

146/88

FIG. 34. — Circuit de l'adaptateur de la figure 33.

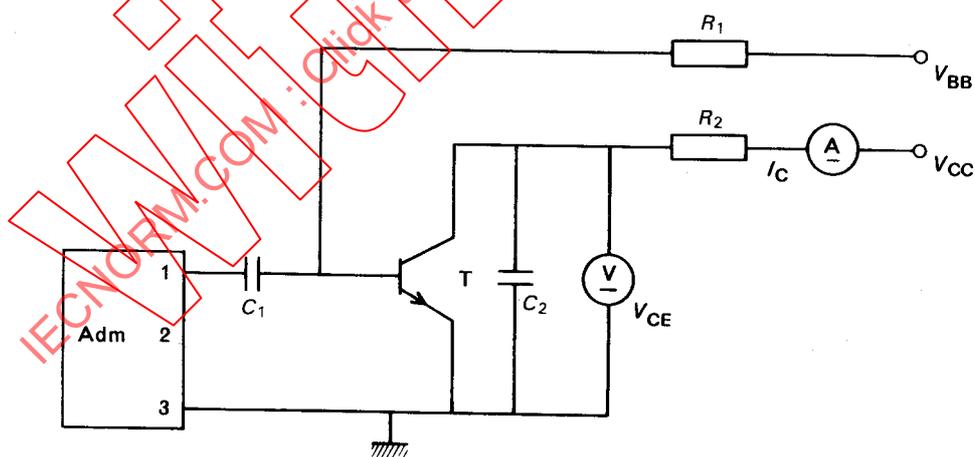


G = modulated signal generator  
 Ad = adaptor  
 Adm = admittance bridge  
 R = receiver  
 V = electronic voltmeter

FIG. 33. — Block-diagram of circuit for measurement of the resistive and reactive components of  $h_{11e}$

Any of several different types of bridge may be used, e.g. a VHF admittance bridge, an 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 34. 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. 34. — Circuit of the adaptor shown in Figure 33.

13.4.2 *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 de la tension de signal, l'attention est attirée sur la précaution générale donnée dans la Publication 747-1, chapitre VII, Section un, paragraphe 2.3.3.

13.4.3 *Exécution*

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 pré-réglage du pont.

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

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

13.5 *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 35.

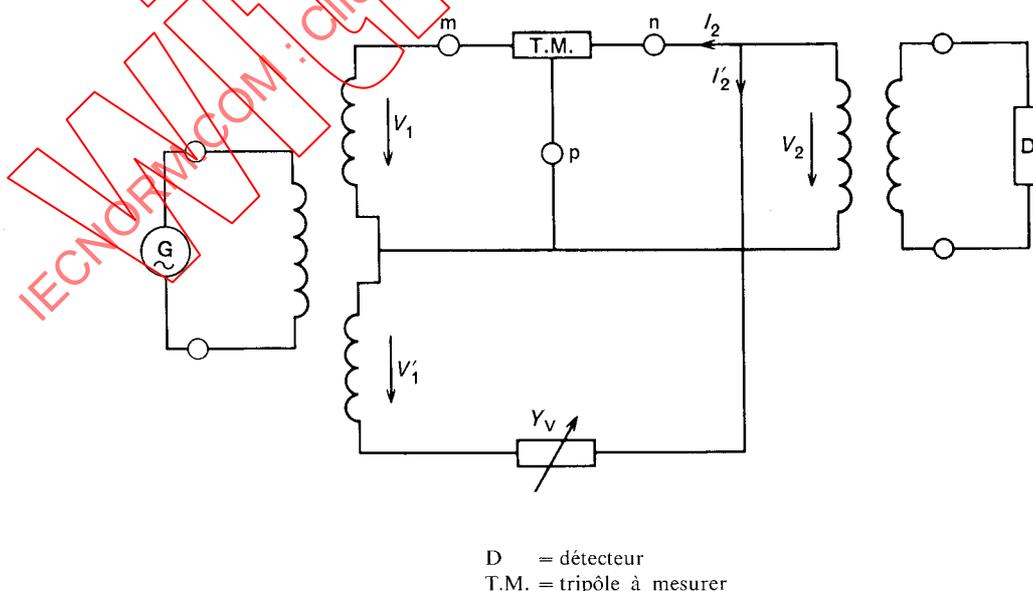


FIG. 35. — Circuit pour la mesure des paramètres complexes  $y$  en émetteur commun.

### 13.4.2 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 the general precaution given in Publication 747-1, Chapter VII, Section One, Sub-clause 2.3.3.

### 13.4.3 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 balanced again 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.

### 13.5 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 35.

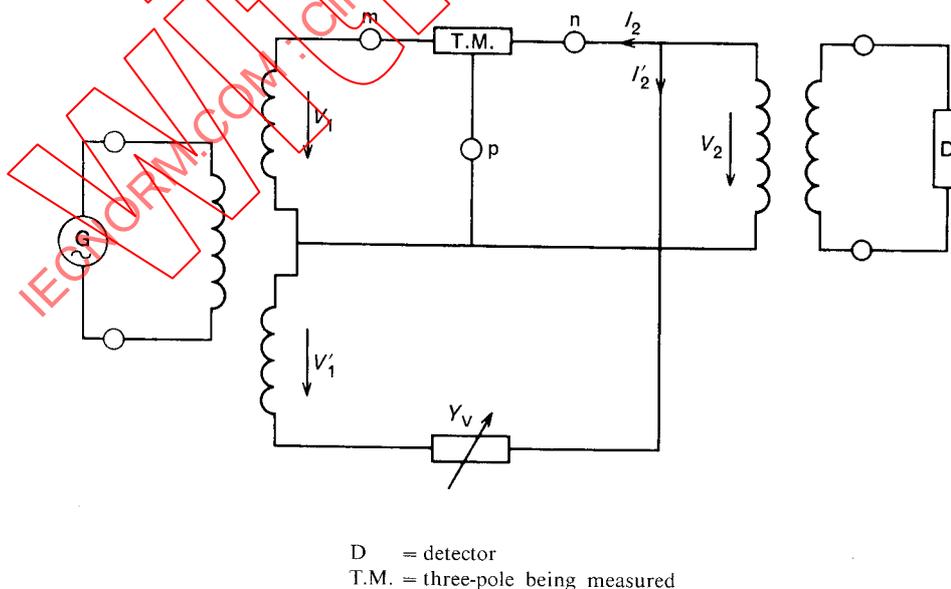


FIG. 35. — Circuit for the measurement of complex common-emitter  $y$  parameters.

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:

$$- y_{mn} = Y_V$$

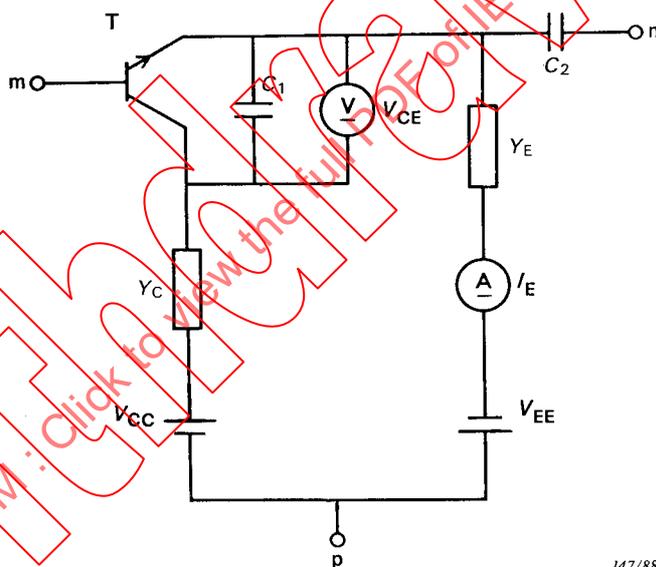
où:

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

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 37, 38 et 39, pages 168, 170 et 172.

La figure 36 indique le circuit tripôle pour la mesure de  $y_{11e}$ .



147/88

FIG. 36. — Circuit tripôle pour la mesure de  $y_{11e}$ .

Les admittances  $Y_E$  et  $Y_C$  doivent satisfaire aux conditions suivantes:

$$\begin{aligned} \omega C_2 &\gg |Y_C| \\ \omega C_2 &\gg |Y_E| \end{aligned}$$

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:

$$\begin{aligned} \omega C_1 &\gg |Y_C| \times |h_{21e}| \\ \omega C_1 &\gg |y_{21e}| \times |h_{21e}| \end{aligned}$$

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:

$$- y_{mn} = Y_V$$

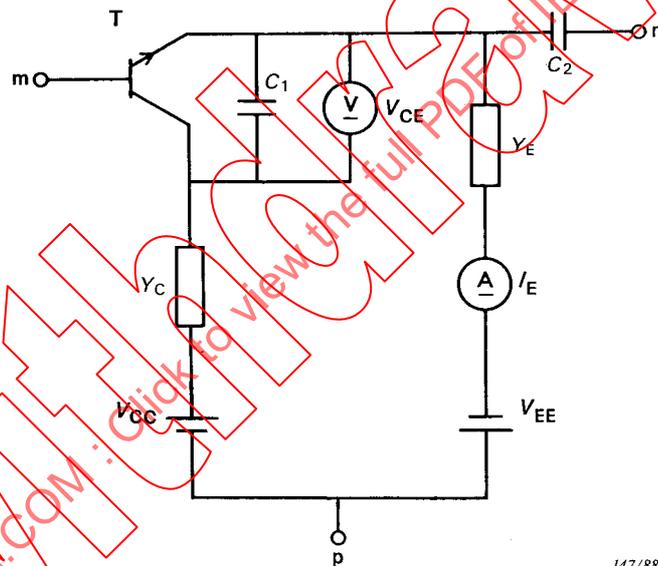
where:

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

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 37, 38 and 39, pages 169, 171 and 173.

Figure 36 shows the three-pole circuit for the measurement of  $y_{11c}$ .



147/88

FIG. 36. — Three-pole circuit for the measurement of  $y_{11c}$ .

The admittances  $Y_E$  and  $Y_C$  must satisfy the following conditions:

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

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

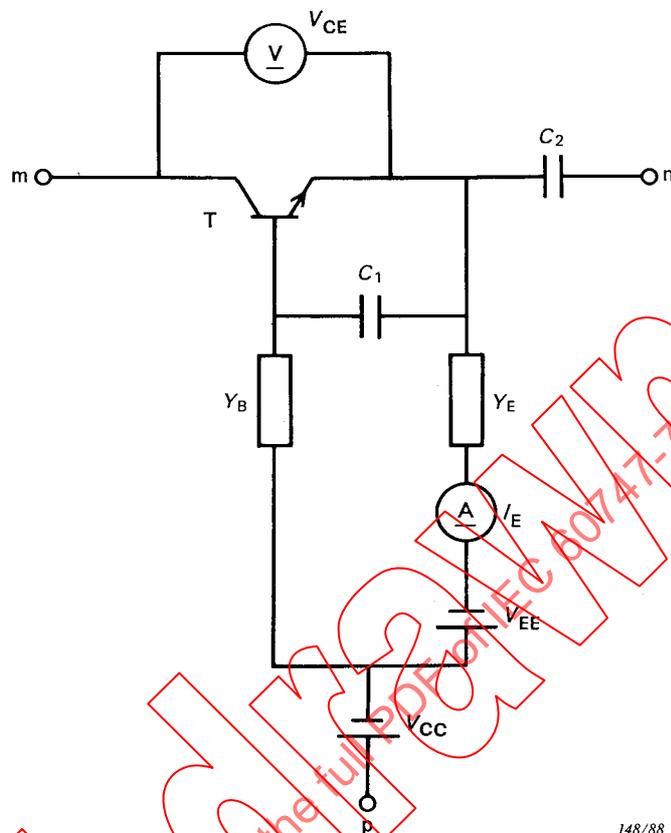
These conditions can be obtained for instance by using a resistor in series with an inductor or by a parallel tuned circuit.

In addition, the following conditions must be satisfied:

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

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

La figure 37 indique le circuit tripôle pour la mesure de  $y_{22e}$ .



148/88

FIG. 37. — Circuit tripôle pour la mesure de  $y_{22e}$ .

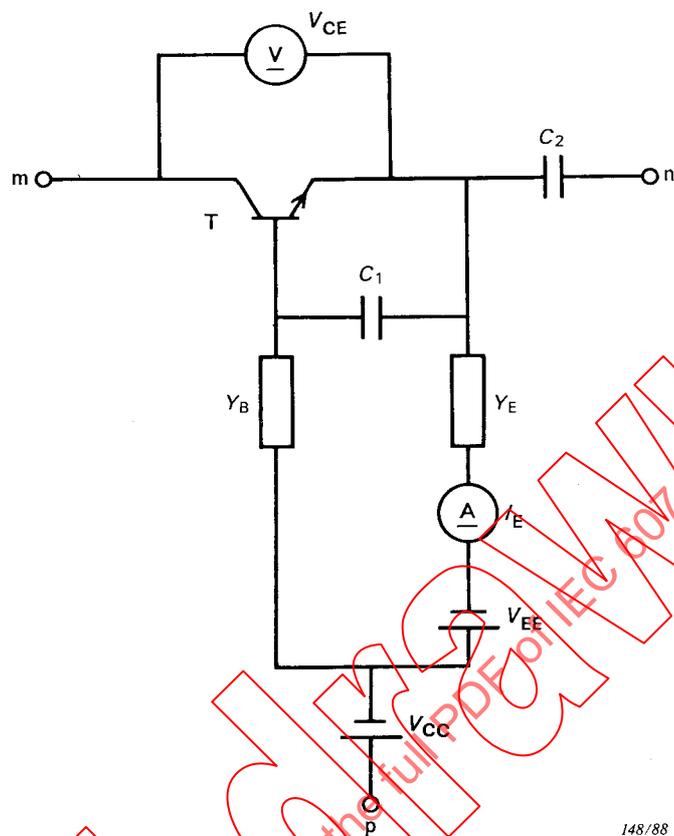
Conditions:

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

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

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

Figure 37 shows the three-pole circuit for the measurement of  $y_{22e}$ .



148/88

FIG. 37. — Three-pole circuit for the measurement of  $y_{22e}$ .

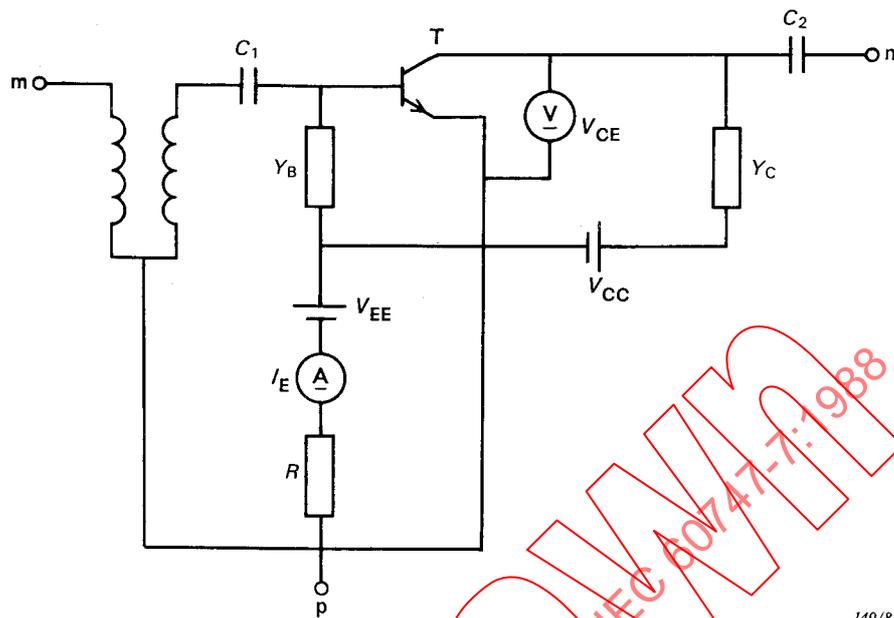
Conditions:

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

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

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

La figure 38 indique le circuit tripôle pour la mesure de  $y_{21e}$ .



149/88

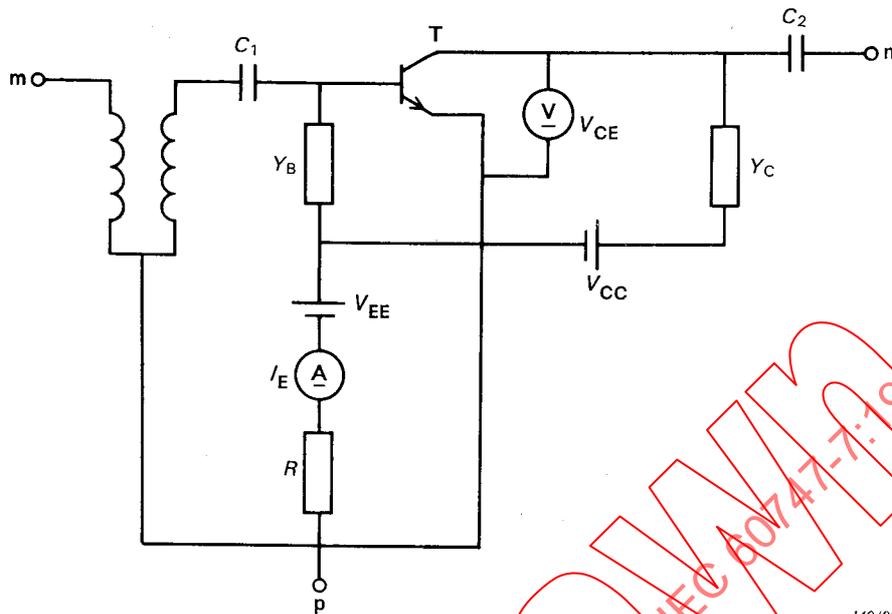
FIG. 38. — Circuit tripôle pour la mesure de  $y_{21e}$ .

Conditions:

$$\begin{aligned} \omega C_1 &\gg |y_{11e}| \\ \omega C_1 &\gg |Y_B| \\ \omega C_2 &\gg |y_{22e}| \\ \omega C_2 &\gg |Y_C| \end{aligned}$$

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

Figure 38 shows the three-pole circuit for the measurement of  $y_{21e}$ .



149/88

FIG. 38. — Three-pole circuit for the measurement of  $y_{21e}$ .

Conditions:

$$\begin{aligned} \omega C_1 &\gg |Y_{1e}| \\ \omega C_1 &\gg |Y_B| \\ \omega C_2 &\gg |y_{22e}| \\ \omega C_2 &\gg |Y_C| \end{aligned}$$

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 39 indique le circuit tripôle pour la mesure de  $y_{12e}$ .

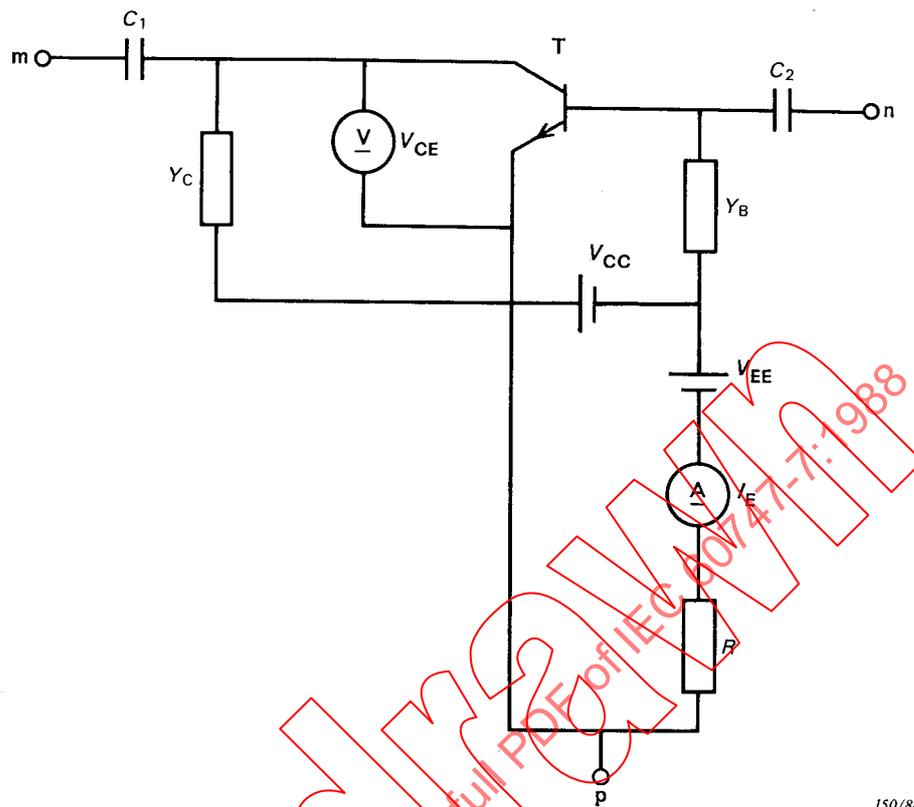


FIG. 39. — Circuit tripôle pour la mesure de  $y_{12e}$ .

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.

### 13.6 Paramètres $s$

#### 13.6.1 Paramètres de réflexion d'entrée ( $s_{11}$ ) et de sortie ( $s_{22}$ )

##### a) But

Mesurer les paramètres  $s_{11}$  et  $s_{22}$  des transistors à une fréquence spécifiée.

Figure 39 shows the three-pole circuit for the measurement of  $y_{12e}$ .

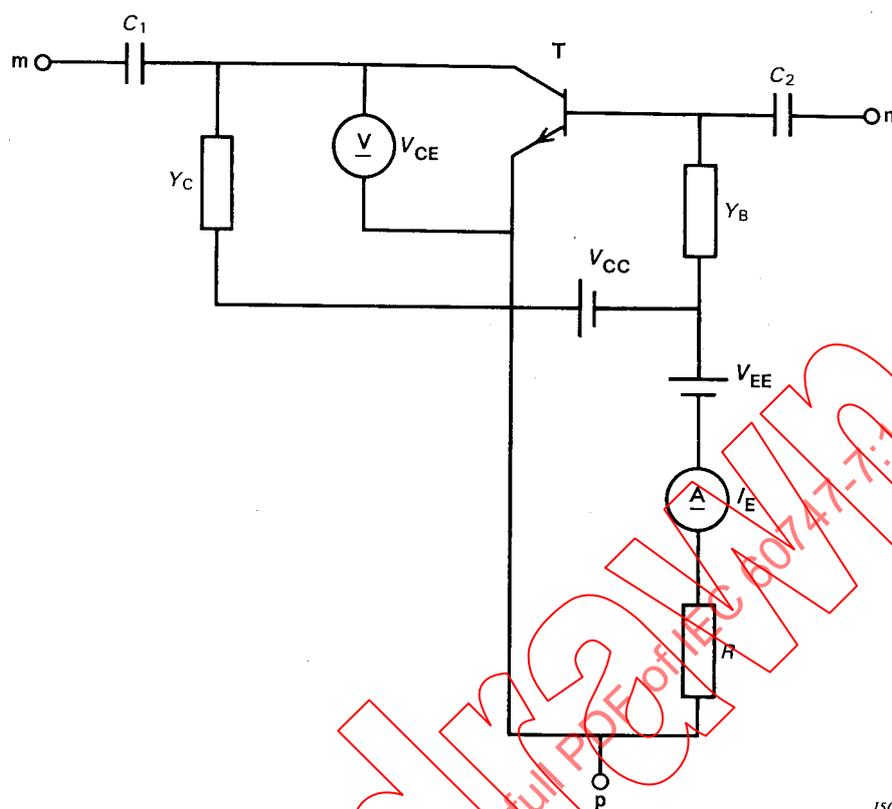


FIG. 39. — Three-pole circuit for the measurement of  $y_{12e}$ .

Conditions:

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

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

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

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

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

### 13.6 *s*-parameters

#### 13.6.1 *Input* ( $s_{11}$ ) *and output* ( $s_{22}$ ) *reflection parameters*

##### a) *Purpose*

To measure transistor parameters  $s_{11}$  and  $s_{22}$  at a specified frequency.

b) Schéma

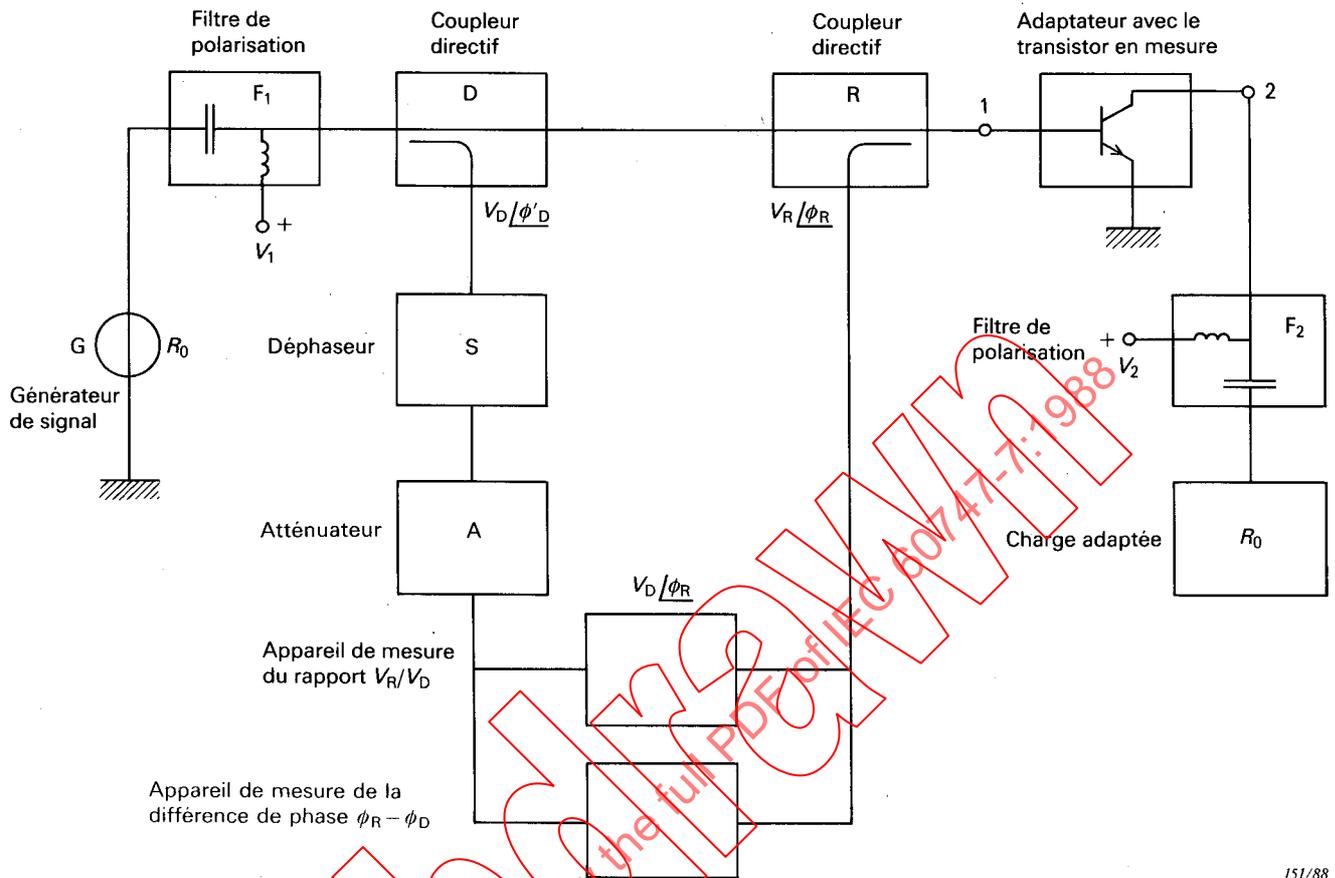


FIG. 40. — Schéma synoptique du circuit pour la mesure des paramètres  $s_{11}$  et  $s_{22}$ .

c) Description et exigences du circuit

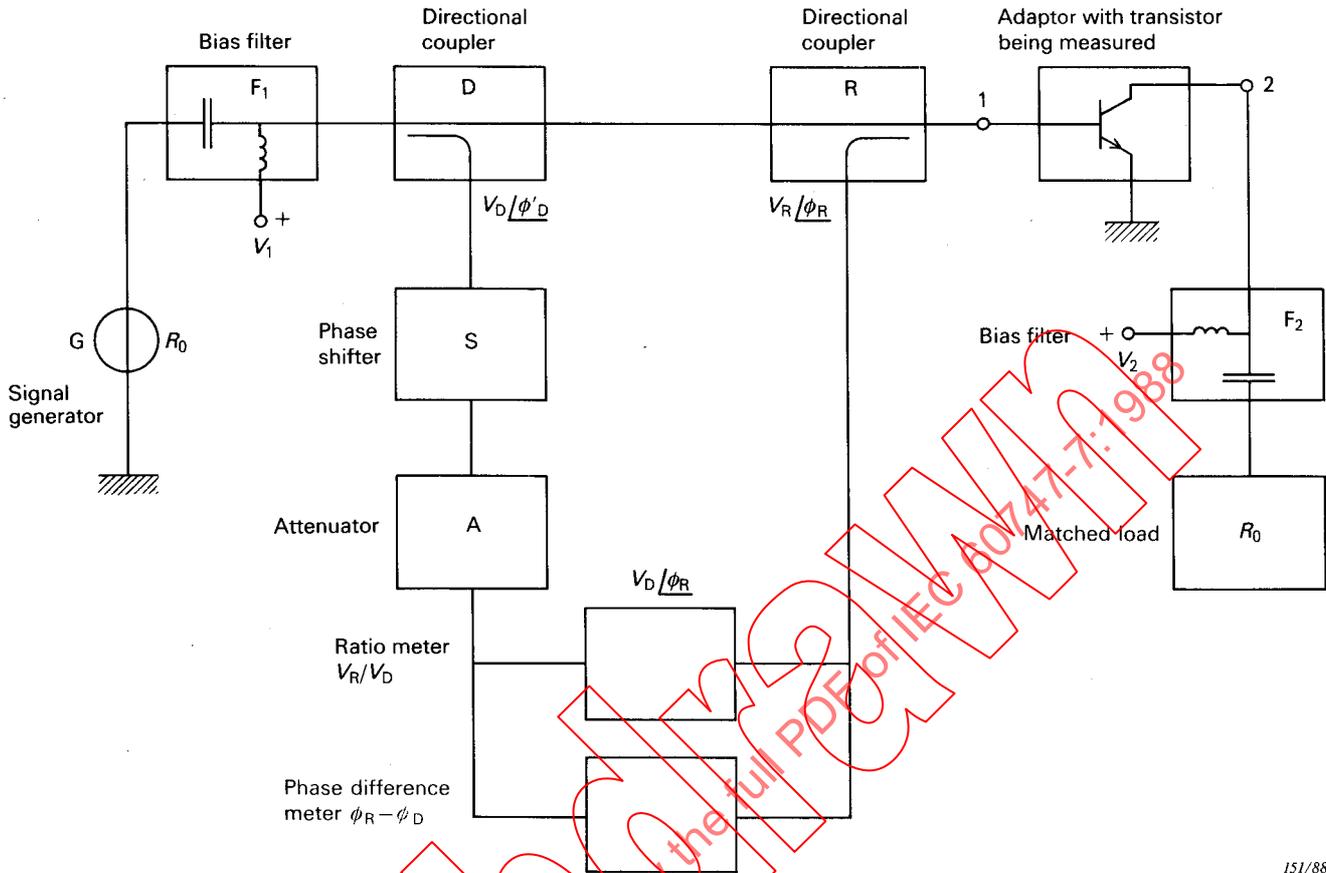
Les méthodes spécifiées ci-dessous sont valables pour les transistors bipolaires (NPN et PNP) et pour les transistors unipolaires (à canal N et à canal P, à déplétion et à enrichissement), quel que soit le montage réalisé.

Le circuit indiqué est valable pour les transistors NPN en montage émetteur commun. Pour les autres types de transistors et/ou pour d'autres configurations, les polarités des tensions de polarisation et le sens des courants doivent être modifiés en conséquence.

Deux méthodes de mesure sont possibles avec le circuit indiqué dans la figure 40:

- A) *méthode à lecture directe*, quand les appareils mesurant le rapport des tensions et la différence de phase sont à lecture directe. Dans cette méthode, l'affaiblisseur (atténuateur) A et le déphaseur S ne sont pas nécessaires et, pour des mesures effectuées à une seule fréquence, ils doivent être réglés pour qu'on lise une valeur minimale de  $A_0$  (si possible 0 dB) et de  $S_0$  (si possible 0 degré);
- B) *méthode de zéro*, lorsqu'on ne dispose pas d'appareils de mesure étalonnés du rapport des tensions et de la différence de phase.

## b) Circuit diagram



151/88

FIG. 40. — Block diagram of the circuit for the measurement of  $s_{11}$  and  $s_{22}$  parameters.

## c) Circuit description and requirements

The methods specified below refer to both bipolar (NPN and PNP) and unipolar (N-channel and P-channel, both depletion and enhancement type) transistors for any type of configuration.

The circuit shown is valid for NPN transistors in the common-emitter configuration. For other types of transistors and/or configurations, the polarities of bias voltage and current are changed appropriately.

Two measuring methods are possible in connection with the circuit shown in Figure 40:

A) *direct reading method*, when ratio and phase difference meters are direct reading meters. In this method, attenuator A and phase shifter S are not necessary and, for single-frequency measurements, they must be set to read a minimum value  $A_0$  (if possible 0 dB) and  $S_0$  (if possible 0 degrees);

B) *null method*, when calibrated ratio and phase meters are not available.

d) *Précautions à prendre*

Les conditions en petits signaux doivent être maintenues; voir la Publication 747-1, chapitre VII, Section un, paragraphe 2.3.3.

Les adaptateurs des transistors doivent être tels que les connecteurs ou les transitions entre différents types de guides d'ondes, s'il en est besoin, ne donnent pas lieu à une désadaptation appréciable, avec un découplage adéquat entre les lignes d'entrée et celles de sortie.

Pour l'adaptateur, on doit donner un dessin et indiquer le plan de référence.

Les lignes reliées aux bornes 1 et 2, y compris celles situées dans l'adaptateur, doivent avoir une impédance caractéristique égale à l'impédance de référence purement résistive choisie pour la mesure de la matrice des  $s$ . La résistance de charge doit aussi avoir la même valeur. L'affaiblissement des lignes doit être négligeable et les coupleurs directifs doivent avoir une directivité adéquate.

Si les signaux provenant des bornes de D et de R sont de trop faible amplitude pour la sensibilité des appareils de mesure, on peut insérer deux amplificateurs ayant des caractéristiques identiques dans les deux lignes aboutissant à ces bornes.

Si les appareils de mesure du rapport  $V_R/V_D$  et de la différence de phase (ou le détecteur de zéro) ne peuvent être utilisés à la fréquence de mesure, on peut insérer deux mélangeurs ayant des caractéristiques identiques et attaqués par un même oscillateur local dans les deux lignes venant des bornes de D et de R, pour effectuer un changement de fréquence.

Lorsqu'on utilise des amplificateurs ou des mélangeurs incorporés, on doit prendre soin que le fonctionnement ait lieu dans une gamme linéaire. Il est donc souhaitable d'utiliser la procédure décrite en e.1) ci-dessous ou d'utiliser la méthode de zéro décrite en e.2).

Les filtres de polarisation doivent être tels que la désadaptation des lignes soit la plus faible possible.

S'il existe une connexion séparée reliée au boîtier, celle-ci doit être mise à la masse, sauf indication contraire.

e) *Exécution*

e.1) *Méthode par lecture directe*

$V_i$  étant nul et le transistor retiré, mettre un court-circuit entre les bornes d'entrée de l'adaptateur (point 1) dans le plan de référence où s'effectue la mesure.

Dans ces conditions, l'appareil de mesure du rapport des tensions doit être réglé pour lire 1 et le phasemètre pour lire 180 degrés.

Les différences observées entre les mesures de différences de phase, lorsqu'on passe des conditions de court-circuit à celles de circuit ouvert, indiquent un manque de précision dans la réalisation de ces conditions au plan de référence. On doit tenir compte de telles différences lorsqu'on détermine la précision des mesures.

Introduire alors le transistor dans l'adaptateur, en prenant soin que les bornes d'entrée (point 1) coïncident avec les bornes d'entrée pour la mesure du paramètre  $s_{11}$ , ou avec les bornes de sortie pour la mesure du paramètre  $s_{22}$ . Appliquer les tensions de polarisation spécifiées aux bornes voulues.

*d) Precautions to be observed*

Small-signal conditions must be maintained; see Publication 747-1, Chapter VII, Section One, Sub-clause 2.3.3.

The adaptors for the transistors should be designed so that connectors or transitions between different types of waveguides, if any, do not show appreciable mismatching, with adequate decoupling between input and output lines.

For the adaptor, a drawing should be given and the reference plane indicated.

The lines connected to terminals 1 and 2, including those inside the adaptor, should have a characteristic impedance equal to the purely resistive reference impedance chosen for the measurement of the  $s$ -matrix. The load resistance must have the same value. The attenuation of the lines should be negligible and the directional couplers must have adequate directivity.

If the signals from terminals of D and R are of too small amplitude with respect to the sensitivity of the meters, two amplifiers having identical characteristics may be inserted in the two lines coming from these terminals.

If the ratio  $V_R/V_D$  and phase meters (or the null detector) are unsuitable for the measurement frequency, two mixers having identical characteristics and driven by a single local oscillator may be inserted in the two lines coming from terminals of D and R to make a frequency conversion.

When amplifiers or mixers are incorporated, care should be taken to operate them in a linear range. It is therefore advisable to use the procedure given under e.1) below or to use the null method of measurement under e.2).

The bias filters must be such that line mismatching is minimized.

If there is a separate terminal connected to the case, this must be grounded, unless otherwise specified.

*e) Measurement procedure*

*e.1) Direct reading method*

With  $V_i = 0$  and the transistor removed, a short circuit is inserted between the input terminals of the adaptor (point 1) at the reference plane at which the measurement is to be made.

Under these conditions, the ratio meter should be adjusted to read unity and the phase meter to read 180 degrees.

Differences observed between measurements of phase difference, when switching from short-circuit to open-circuit conditions, indicate a lack of accuracy in implementing short-circuit or open-circuit conditions at the reference plane. The observed differences should be taken into account when determining the accuracy of the measurements.

The transistor is then inserted in the adaptor, taking care that the input terminals (point 1) coincide with the input port for the measurement of parameter  $s_{11}$ , or with the output port for the measurement of parameter  $s_{22}$ . The specified bias voltages are applied to the appropriate terminals.

Mesurer alors le rapport des amplitudes ( $V_R/V_D$ ) et la différence de phase ( $\Phi_R - \Phi_D$ ) à l'aide des deux appareils de mesure.

Calculer la valeur du paramètre  $s_{11}$  (ou  $s_{22}$ ) à partir de l'expression suivante:

$$s_{11} \text{ (ou } s_{22}) = V_R/V_D / \Phi_R - \Phi_D \quad (6)$$

*Note.* — Si le rapport  $V_R/V_D$  est inférieur à la plus petite valeur lisible sur l'appareil de mesure, on peut modifier la valeur de l'atténuateur A de la valeur initiale  $A_0$  à une valeur  $A_{01}$ , de façon que le rapport  $V_R/V_D$  tombe dans le domaine lisible des valeurs de l'appareil de mesure. De même, pour obtenir une lecture plus précise de la différence de phase, on peut amener la lecture du déphaseur S de sa valeur initiale  $S_0$  à une nouvelle valeur  $S_{01}$ .

Cette procédure est valable à condition que l'affaiblisseur ait un déphasage constant et que le déphaseur ait un affaiblissement constant; calculer dans ce cas la valeur du paramètre  $s_{11}$  (ou  $s_{22}$ ) à partir de l'expression suivante:

$$s_{11} \text{ (ou } s_{22}) = \frac{V_R/V_D}{\text{antilog}[(A_{01} - A_0)/20]} / \Phi_R - (\Phi_{01} + S_{01} - S_0) \quad (7)$$

### e.2) Méthode de zéro

Effectuer la mesure à l'aide d'un atténuateur étalonné A ayant un déphasage constant, d'un déphaseur S étalonné ayant un affaiblissement constant et d'un détecteur de zéro qui remplace l'appareil de mesure du rapport des tensions et le phasemètre de la méthode précédente.

Dans ce cas, on procède comme suit:

$V_1$  étant nul et le transistor retiré, mettre un court-circuit entre les bornes d'entrée (point 1) de l'adaptateur dans le plan de référence où l'on doit faire la mesure.

Faire varier l'atténuateur A et le déphaseur S jusqu'à ce qu'on observe le zéro; les lectures correspondantes sont  $A_0$  (dB) et  $S_0$  (degrés).

Mettre le transistor dans l'adaptateur, en ayant soin de faire coïncider les bornes d'entrée (point 1) avec les bornes d'entrée pour la mesure du paramètre  $s_{11}$  ou avec les bornes de sortie pour la mesure du paramètre  $s_{22}$ .

Appliquer les tensions de polarisation spécifiées aux bornes voulues.

Obtenir à nouveau le zéro de l'indicateur par action sur l'atténuateur A et sur le déphaseur S; on lit alors les valeurs  $A_1$  (dB) et  $S_1$  (degrés).

Calculer la valeur du paramètre  $s_{11}$  (ou  $s_{22}$ ) à partir de l'expression suivante:

$$s_{11} \text{ (ou } s_{22}) = \text{antilog} [(A_1 - A_0)/20] / 180^\circ + S_1 - S_0 \quad (8)$$

### f) Conditions spécifiées

- Température ambiante ( $T_{amb}$ ).
- Conditions de polarisation.
- Fréquence ( $f$ ).
- Plan de référence.
- Impédance de référence purement résistive.

## 13.6.2 Mesure des paramètres s de transfert direct ( $s_{21}$ ) et inverse ( $s_{12}$ )

### a) But

Mesurer les paramètres  $s_{21}$  et  $s_{12}$  des transistors à une fréquence spécifiée.

The amplitude ratio ( $V_R/V_D$ ) and the phase difference ( $\Phi_R - \Phi_D$ ) are then measured by means of the two meters.

The value of the parameter  $s_{11}$  (or  $s_{22}$ ) is calculated using the expression:

$$s_{11} \text{ (or } s_{22}) = V_R/V_D / \Phi_R - \Phi_D \quad (6)$$

*Note.* — If the ratio  $V_R/V_D$  is lower than the minimum usable reading of the ratio meter, the setting of the attenuator A can be varied from the initial value  $A_0$  to a value  $A_{01}$ , so that the ratio  $V_R/V_D$  falls within the range of the meter readings. In a similar way, to obtain a more precise phase difference indication, the setting of the phase shifter S can be varied from the initial position  $S_0$  to a new position  $S_{01}$ .

This procedure is valid provided that the attenuator has constant phase-shift and the phase shifter has constant attenuation, in which case the value of the parameter  $s_{11}$  (or  $s_{22}$ ) is calculated using the expression:

$$s_{11} \text{ (or } s_{22}) = \frac{V_R/V_D}{\text{antilog}[(A_{01} - A_0)/20]} / \Phi_R - (\Phi_D + S_{01} - S_0) \quad (7)$$

### e.2) Null method

The measurement is made by means of a calibrated attenuator A having constant phase shift, a graduated phase shifter S having constant attenuation and a null detector which replaces the ratio meter and the phase meter of the previous method.

In this case, the measurement procedure is as follows:

With  $V_1 = 0$  and the transistor removed, a short circuit is inserted between the input terminals (point 1) of the adaptor at the reference plane at which the measurement is to be made.

The attenuator A and the phase shifter S are then varied until a null is observed and the readings  $A_0$  (dB) at  $S_0$  (degrees) are recorded.

The transistor is inserted in the adaptor, taking care that the input terminals (point 1) coincide with the input port for the measurement of the parameter  $s_{11}$  or with the output port for the measurement of the parameter  $s_{22}$ .

The specified bias voltages are applied to the appropriate terminals.

The null condition is then obtained by means of variations of the attenuator A and phase shifter S; the values  $A_1$  (dB) and  $S_1$  (degrees) are recorded.

The value of the parameter  $s_{11}$  (or  $s_{22}$ ) is calculated using the expression:

$$s_{11} \text{ (or } s_{22}) = \text{antilog}[(A_1 - A_0)/20] / 180^\circ + S_1 - S_0 \quad (8)$$

### f) Specified conditions

- Ambient temperature ( $T_{\text{amb}}$ ).
- Bias conditions.
- Frequency ( $f$ ).
- Reference plane.
- Purely resistive reference impedance.

## 13.6.2 Measurement of forward ( $s_{21}$ ) and reverse ( $s_{12}$ ) transfer parameters

### a) Purpose

To measure transistor parameters  $s_{21}$  and  $s_{12}$  at a specified frequency.

b) Schéma

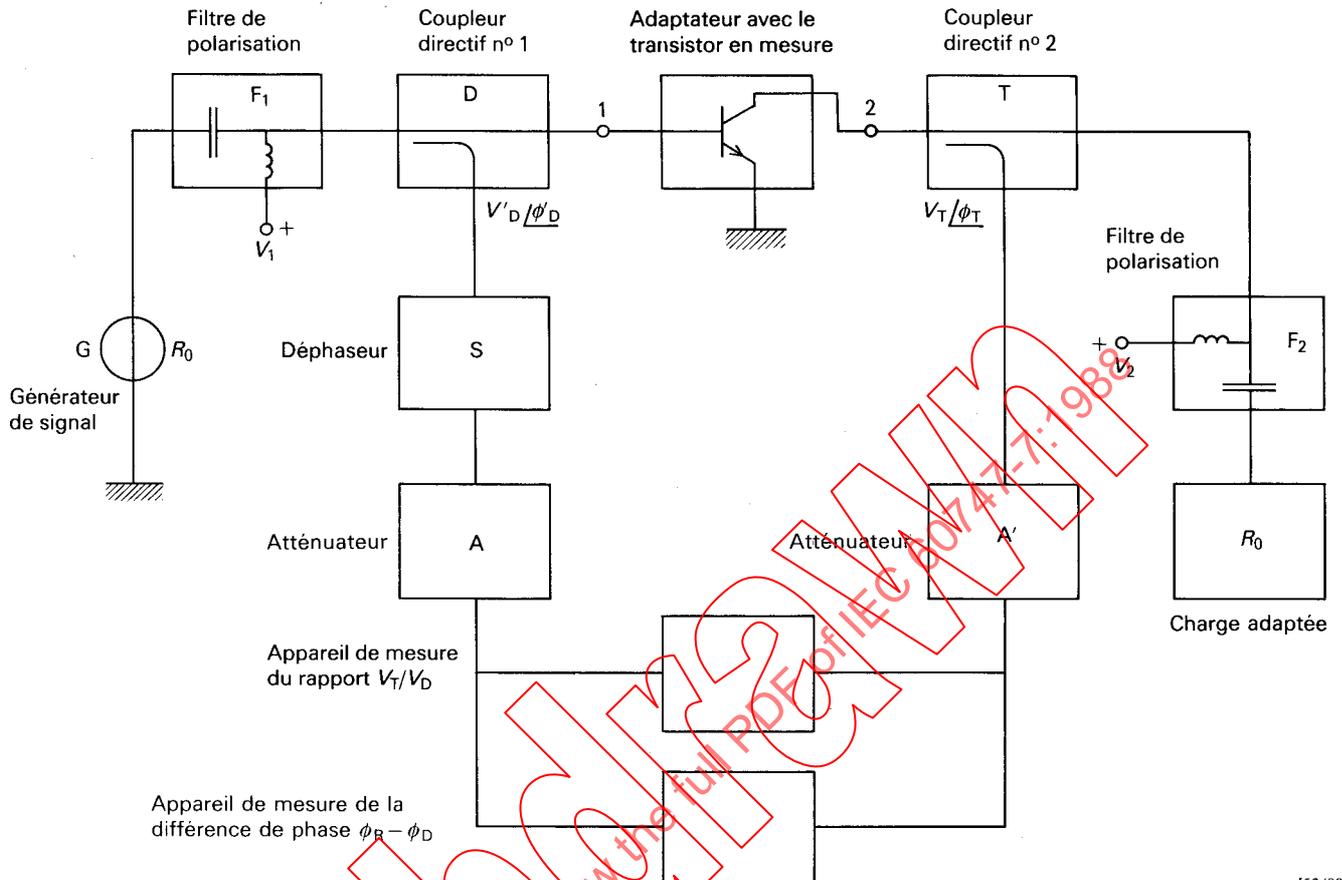


FIG. 41. — Schéma synoptique du circuit pour la mesure des paramètres  $s_{12}$  et  $s_{21}$ .

c) Description et exigences du circuit

Les méthodes spécifiées ci-dessous sont valables pour les transistors bipolaires (NPN et PNP) et unipolaires (canal N et canal P, à déplétion et à enrichissement), quel que soit le montage réalisé.

Le circuit indiqué est valable pour des transistors NPN en montage émetteur commun. Pour les autres types de transistors et/ou pour d'autres configurations, les polarités des tensions et le sens des courants doivent être modifiés en conséquence.

Deux méthodes de mesure sont possibles avec le circuit indiqué dans la figure 41.

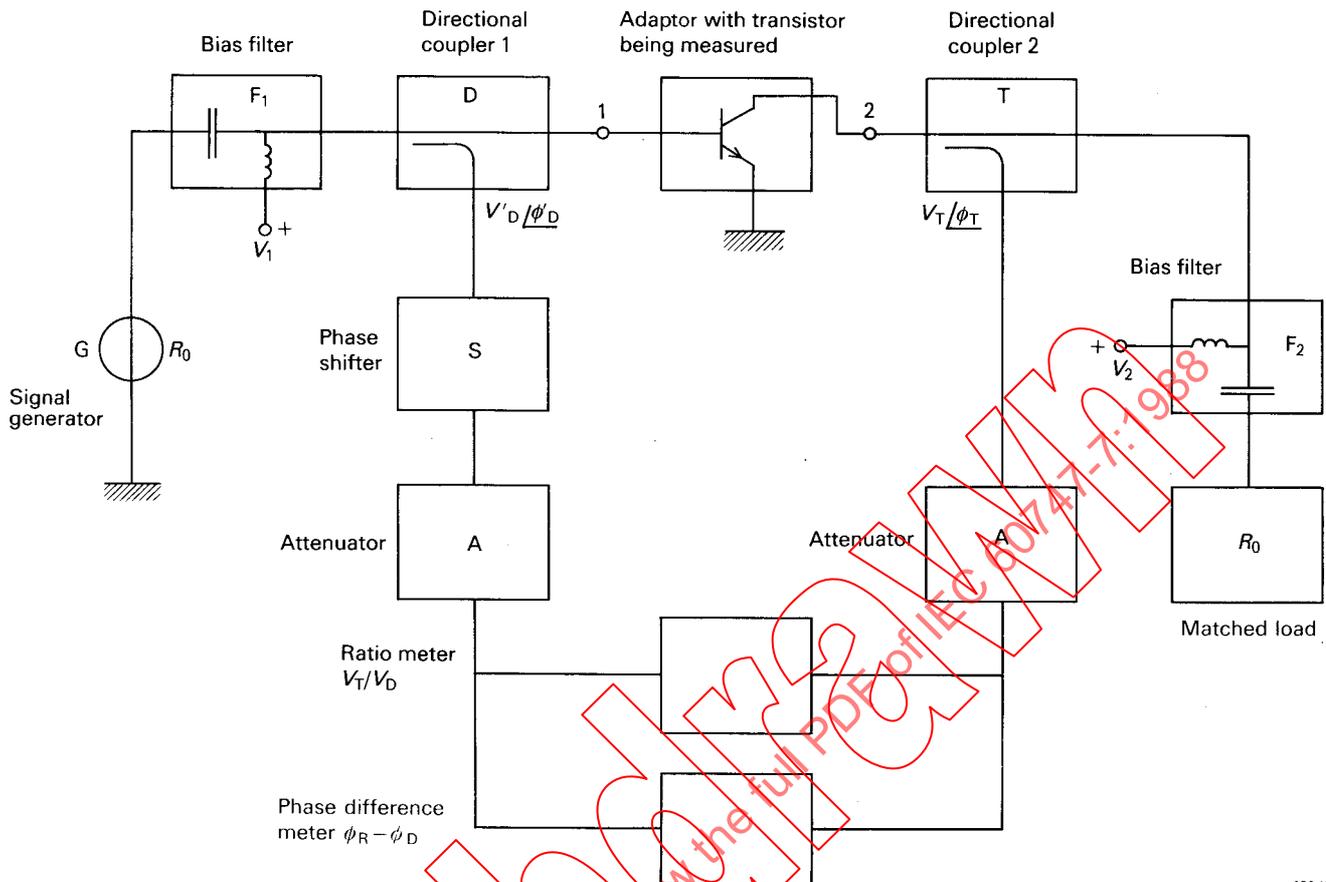
A) *méthode à lecture directe*, si les appareils mesurant le rapport des tensions et la différence de phase sont à lecture directe;

B) *méthode de zéro*, si l'on ne dispose pas d'appareils de mesure étalonnés du rapport des tensions et de la différence de phase.

d) Précautions à prendre

Les conditions en petits signaux doivent être maintenues; voir la Publication 747-1, chapitre VII, Section un, paragraphe 2.3.3.

## b) Circuit diagram



152/88

FIG. 41. — Block diagram of the circuit for the measurement of  $s_{12}$  and  $s_{21}$  parameters.

## c) Circuit description and requirements

The methods specified below refer to both bipolar (NPN and PNP) and unipolar (N-channel and P-channel, both depletion and enhancement type) transistors for any type of configuration.

The circuit shown is valid for NPN transistors in the common-emitter configuration. For other types of transistors and/or configuration, the polarities of bias voltage and current are changed appropriately.

Two measuring methods are possible in connection with the circuit shown in Figure 41.

A) *direct reading method*, when ratio and phase difference meters are direct reading meters:

B) *null method*, when calibrated ratio and phase difference meters are not available.

## d) Precautions to be observed

Small-signal conditions must be maintained; see Publication 747-1, Chapter VII, Section One, Sub-clause 2.3.3.

Les adaptateurs des transistors doivent être tels que les connecteurs ou les transitions entre différents types de guides d'ondes, s'il en est besoin, ne donnent pas lieu à une désadaptation appréciable, avec un découplage adéquat entre les lignes d'entrée et celles de sortie.

Pour l'adaptateur, on doit donner un dessin et indiquer le plan de référence.

Les lignes reliées aux bornes 1 et 2, y compris celles situées dans l'adaptateur, doivent avoir une impédance caractéristique égale à l'impédance de référence purement résistive choisie pour la mesure de la matrice des  $s$ . La résistance de charge doit avoir aussi la même valeur que dans le paragraphe 13.6.1d). L'affaiblissement des lignes doit être faible, et les coupleurs directifs doivent avoir une directivité adéquate.

Si les signaux provenant des bornes de D et de T sont de trop faible amplitude pour la sensibilité des appareils de mesure, on peut insérer deux amplificateurs ayant des caractéristiques identiques dans les deux lignes venant de ces bornes.

Si les appareils de mesure d'amplitude et de phase (ou le détecteur de zéro) ne peuvent être utilisés à la fréquence du signal, il est possible d'effectuer un changement de fréquence en plaçant, sur les lignes venant des bornes de D et de T, deux mélangeurs ayant des caractéristiques semblables et attaqués par un même oscillateur local.

Lorsqu'on utilise des amplificateurs ou des mélangeurs incorporés, on doit prendre soin que le fonctionnement ait lieu dans une gamme linéaire. Il est donc souhaitable d'utiliser la procédure décrite en e.1) ci-dessous ou d'utiliser la méthode de zéro décrite en e.2).

Les filtres de polarisation doivent être tels que la désadaptation des lignes soit la plus faible possible.

S'il y a une connexion séparée reliée au boîtier, celle-ci doit être mise à la masse, sauf indication contraire.

#### e) Exécution

##### e.1) Méthode par lecture directe

Avec  $V_1 = V_2 = 0$ , réunir les bornes d'entrée et de sortie de façon que l'impédance caractéristique de la ligne soit constante dans l'adaptateur; régler les appareils de mesure du rapport des tensions et de la phase de façon à obtenir une lecture de 1 sur l'appareil qui mesure le rapport des tensions et de 0 degré sur le phasemètre.

Mettre alors le transistor dans l'adaptateur, en prenant soin que la borne 1 coïncide avec la borne d'entrée pour la mesure du paramètre  $s_{21}$  et avec la borne de sortie pour la mesure du paramètre  $s_{12}$ . Appliquer les tensions de polarisation spécifiées aux bornes voulues.

Mesurer le rapport des amplitudes ( $V_T/V_D$ ) et la différence de phase ( $\Phi_T - \Phi_D$ ) à l'aide de deux appareils de mesure (voir la note ci-dessous).

Cette procédure est valable à condition que l'affaiblisseur ait un déphasage constant et que le déphaseur ait un affaiblissement constant; dans ce cas, calculer la valeur du paramètre  $s_{21}$  (ou  $s_{12}$ ) à partir de l'expression suivante:

$$s_{21} \text{ (ou } s_{12}) = V_T/V_D \angle (\Phi_T - \Phi_D) \quad (9)$$

*Note.* — Si le rapport  $V_T/V_D$  est inférieur à la plus petite valeur utilisable sur l'appareil de mesure, on peut modifier la valeur de l'affaiblisseur (atténuateur) A de la valeur initiale  $A_0$  à une valeur  $A_01$ , de façon que le rapport  $V_T/V_D$  soit compris dans la gamme lisible des valeurs de l'appareil de mesure.

The adaptors for the transistors should be designed so that connectors or transitions between different types of waveguides, if any, do not show appreciable mismatching with adequate decoupling between input and output lines.

For the adaptor, a drawing should be given and the reference plane indicated.

The lines connected to terminals 1 and 2, including those inside the adaptor, should have a characteristic impedance equal to the purely resistive reference impedance chosen for the measurement of the scattering matrix. The load resistance must have the same value as in Sub-clause 13.6.1*d*). The attenuation of the lines should be low, and the directional couplers must have adequate directivity.

If the signals from terminals of D and T are of too small amplitude with respect to the sensitivity of the meters, two amplifiers having identical characteristics may be inserted in the two lines coming from these terminals.

If the ratio and phase meters (or the null detector) are unsuitable for the measurement frequency, two mixers having identical characteristics and driven by a single local oscillator may be inserted in the two lines coming from terminals of D and T to make a frequency conversion.

When amplifiers or mixers are incorporated, care should be taken to operate in a linear range. It is therefore advisable to use the procedure given under e.1) below or to use the null method of measurement under e.2).

The bias filters must be such that line mismatching is minimized.

If there is a separate terminal connected to the case, this must be grounded, unless otherwise specified.

#### e) Measurement procedure

##### e.1) Direct reading method

With  $V_1 = V_2 = 0$ , the input and output terminals are linked so that the characteristic impedance of the line is maintained through the adaptor; the ratio and the phase meters are so adjusted as to obtain a reading of unity on the ratio meter and of 0 degrees on the phase meter.

The transistor is then inserted in the adaptor, taking care that terminal 1 coincides with the input port for the measurement of parameter  $s_{21}$  or with the output port for the measurement of parameters  $s_{12}$ . The specified bias voltages are applied to the appropriate terminals.

The amplitude ratio ( $V_T/V_D$ ) and the phase difference ( $\Phi_T - \Phi_D$ ) are measured by means of the two meters (see note below).

This procedure is valid provided that the attenuator has constant phase shift and the phase shifter has constant attenuation; in which case, the value of the parameter  $s_{21}$  (or  $s_{12}$ ) is calculated using the expression:

$$s_{21} \text{ (or } s_{12}) = V_T/V_D / (\Phi_T - \Phi_D) \quad (9)$$

*Note.* — If the ratio  $V_T/V_D$  is lower than the minimum usable reading of the ratio meter, the setting of the attenuator A can be varied from initial value  $A_0$  to a value  $A_0'$ , so that the ratio  $V_T/V_D$  falls within the range of the meter readings.

Comme ci-dessus, pour des valeurs du rapport  $V_T/V_D$  supérieures à la plus grande valeur lue sur l'appareil de mesure, on peut modifier la valeur de l'affaiblisseur (atténuateur)  $A'$  de la valeur initiale  $A'_0$  à une valeur  $A'_{01}$  de façon que le rapport  $V_T/V_D$  soit dans le domaine lisible des valeurs de l'appareil de mesure. De même, afin d'obtenir une indication plus précise de la différence de phase, on peut amener la lecture du déphaseur  $S$  de sa position initiale  $S_0$  à une nouvelle position  $S_{01}$ .

Dans ce cas, calculer la valeur du paramètre  $s_{21}$  (ou  $s_{12}$ ) à partir de l'expression suivante:

$$s_{21} \text{ (ou } s_{12}) = \frac{V_T/V_D}{\text{antilog} \left\{ [(A_{01} - A_0) - (A'_{01} - A'_0)]/20 \right\}} \left/ \frac{\Phi_T - (\Phi_D + S_{01} - S_0)}{20} \right. \quad (10)$$

### e.2) Méthode de zéro

Effectuer la mesure à l'aide de deux atténuateurs étalonnés  $A$  et  $A'$  ayant un déphasage constant, d'un déphaseur  $S$  ayant un affaiblissement constant et d'un détecteur de zéro qui remplace l'appareil de mesure du rapport des tensions et le phasemètre de la méthode précédente.

Dans ce cas, procéder comme suit:

Avec  $V_1 = V_2 = 0$ , réaliser un court-circuit entre les points isolés des bornes 1 et 2 de l'adaptateur.

Régler l'atténuateur  $A$  et le déphaseur  $S$  jusqu'à ce que le détecteur soit au zéro; les lectures correspondantes sont  $A_0$  et  $S_0$ .

Mettre l'atténuateur  $A'$  sur sa lecture minimale  $A'_0$ .

Placer le transistor dans l'adaptateur, en ayant soin de faire coïncider la borne 1 avec la borne d'entrée pour la mesure du paramètre  $s_{21}$  ou avec la borne de sortie pour la mesure du paramètre  $s_{12}$ .

Appliquer les tensions de polarisation spécifiées aux bornes appropriées.

Obtenir à nouveau le zéro de l'indicateur par action sur les atténuateurs  $A$  et, si nécessaire,  $A'$ , ainsi que sur le déphaseur  $S$ . Lire alors les valeurs  $A_1$ ,  $A'_1$  et  $S_1$ .

Calculer la valeur du paramètre  $s_{21}$  (ou  $s_{12}$ ) à partir de l'expression suivante:

$$s_{21} \text{ (ou } s_{12}) = \text{antilog} \left\{ [(A_{01} - A_0) - (A'_{01} - A'_0)]/20 \right\} \left/ \frac{S_1 - S_0}{20} \right. \quad (11)$$

### f) Conditions spécifiées

- Température ambiante ( $T_{amb}$ ).
- Conditions de polarisation.
- Fréquence ( $f$ ).
- Plan de référence.
- Impédance de référence purement résistive.

Similarly to the above, for values of ratio  $V_T/V_D$  higher than the maximum usable reading of the meter, the setting of the attenuator  $A'$  can be varied from the initial value  $A'_0$  to a value  $A'_{01}$  so that the ratio  $V_T/V_D$  falls within the range of the meter readings. In a similar way, to obtain a more precise phase-difference indication, the setting of the phase shifter  $S$  can be varied from its initial position  $S_0$  to a new position  $S_{01}$ .

In this case, the value of the parameter  $s_{21}$  (or  $s_{12}$ ) is calculated using the expression:

$$s_{21} \text{ (or } s_{12}) = \frac{V_T/V_D}{\text{antilog} \left\{ [(A_{01} - A_0) - (A'_{01} - A'_0)]/20 \right\}} \left[ \Phi_T - (\Phi_D + S_{01} - S_0) \right] \quad (10)$$

### e.2) Null method

The measurement is made by means of two calibrated attenuators  $A$  and  $A'$  having constant phase shift, a graduated phase shifter  $S$  having constant attenuation and a null detector which replaces the ratio meter and the phase meter of the previous method.

In this case, the measurement procedure is as follows:

With  $V_1 = V_2 = 0$ , a short circuit is inserted between the isolated points of terminals 1 and 2 of the adaptor.

The attenuator  $A$  and the phase shifter  $S$  are then varied until a null is observed, and the readings  $A_0$  and  $S_0$  are recorded.

The attenuator  $A'$  is set at its minimum reading  $A'_0$ .

The transistor is inserted in the adaptor, taking care that terminal 1 coincides with the input port for the measurement of parameter  $s_{21}$  or with the output port for the measurement of parameter  $s_{12}$ .

The specified bias voltages are applied to the appropriate terminals.

The null condition is then obtained by means of variations of attenuators  $A$  and, where necessary  $A'$ , and phase shifter  $S$ . The values  $A_1$ ,  $A'_1$  and  $S_1$  are recorded.

The value of the parameter  $s_{21}$  (or  $s_{12}$ ) is calculated using the expression:

$$s_{21} \text{ (or } s_{12}) = \text{antilog} \left\{ [(A_{01} - A_0) - (A'_{01} - A'_0)]/20 \right\} \left[ S_1 - S_0 \right] \quad (11)$$

### f) Specified conditions

- Ambient temperature ( $T_{\text{amb}}$ ).
- Bias conditions.
- Frequency ( $f$ ).
- Reference plane.
- Purely resistive reference impedance.