

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60747-7

Deuxième édition
Second edition
2000-12

Dispositifs à semiconducteurs –

**Partie 7:
Transistors bipolaires**

Semiconductor devices –

**Part 7:
Bipolar transistors**



Numéro de référence
Reference number
CEI/IEC 60747-7:2000

Numérotation des publications

Depuis le 1er janvier 1997, les publications de la CEI sont numérotées à partir de 60000. Ainsi, la CEI 34-1 devient la CEI 60034-1.

Editions 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.

Informations supplémentaires sur les publications de la CEI

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 cette publication, y compris sa validité, sont disponibles dans le Catalogue des publications de la CEI (voir ci-dessous) en plus des nouvelles éditions, amendements et corrigenda. Des informations sur les sujets à l'étude et l'avancement des travaux entrepris par le comité d'études qui a élaboré cette publication, ainsi que la liste des publications parues, sont également disponibles par l'intermédiaire de:

- Site web de la CEI (www.iec.ch)
- Catalogue des publications de la CEI

Le catalogue en ligne sur le site web de la CEI (www.iec.ch/catlg-f.htm) vous permet de faire des recherches en utilisant de nombreux critères, comprenant des recherches textuelles, par comité d'études ou date de publication. Des informations en ligne sont également disponibles sur les nouvelles publications, les publications remplacées ou retirées, ainsi que sur les corrigenda.

- IEC Just Published

Ce résumé des dernières publications parues (www.iec.ch/JP.htm) est aussi disponible par courrier électronique. Veuillez prendre contact avec le Service client (voir ci-dessous) pour plus d'informations.

- Service clients

Si vous avez des questions au sujet de cette publication ou avez besoin de renseignements supplémentaires, prenez contact avec le Service clients:

Email: custserv@iec.ch
Tél: +41 22 919 02 11
Fax: +41 22 919 03 00

Publication numbering

As from 1 January 1997 all IEC publications are issued with a designation in the 60000 series. For example, IEC 34-1 is now referred to as IEC 60034-1.

Consolidated editions

The IEC is now publishing consolidated versions of its publications. 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.

Further information on IEC publications

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 this publication, including its validity, is available in the IEC Catalogue of publications (see below) in addition to new editions, amendments and corrigenda. 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 also available from the following:

- IEC Web Site (www.iec.ch)
- Catalogue of IEC publications

The on-line catalogue on the IEC web site (www.iec.ch/catlg-e.htm) enables you to search by a variety of criteria including text searches, technical committees and date of publication. On-line information is also available on recently issued publications, withdrawn and replaced publications, as well as corrigenda.

- IEC Just Published

This summary of recently issued publications (www.iec.ch/JP.htm) is also available by email. Please contact the Customer Service Centre (see below) for further information.

- Customer Service Centre

If you have any questions regarding this publication or need further assistance, please contact the Customer Service Centre:

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

**NORME
INTERNATIONALE
INTERNATIONAL
STANDARD**

**CEI
IEC**

60747-7

Deuxième édition
Second edition
2000-12

Dispositifs à semiconducteurs –

**Partie 7:
Transistors bipolaires**

Semiconductor devices –

**Part 7:
Bipolar transistors**

© IEC 2000 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

3, rue de Varembeé Geneva, Switzerland
e-mail: inmail@iec.ch 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

	Pages
AVANT-PROPOS	10
Articles	
1 Domaine d'application	14
2 Références normatives	14
3 Termes et définitions	16
3.1 Types de transistors bipolaires	16
3.2 Termes généraux	16
3.2.1 Régions physiques spécifiques (d'un transistor à jonctions)	16
3.2.2 Régions fonctionnelles spécifiques	18
3.3 Montages de circuit	20
3.4 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques	20
3.5 Paramètres s	30
3.5.1 Introduction générale	30
3.5.2 Définitions	34
3.5.3 Applications des paramètres s	36
4 Symboles littéraux	42
4.1 Symboles littéraux pour courants, tensions et puissances	42
4.1.1 Généralités	42
4.1.2 Indices additionnels	42
4.2 Symboles littéraux pour paramètres électriques	42
4.2.1 Généralités	42
4.2.2 Indices additionnels	42
4.3 Symboles littéraux pour autres grandeurs	42
4.3.1 Généralités	42
4.4 Liste de symboles littéraux	44
4.4.1 Tensions	44
4.4.2 Courants	46
4.4.3 Puissance	46
4.4.4 Paramètres électriques	46
4.4.5 Paramètres de fréquence	54
4.4.6 Paramètres de commutation	56
4.4.7 Grandeurs diverses	58
4.4.8 Paramètres relatifs au circuit externe	60
4.4.9 Transistors bipolaires appariés	60
5 Valeurs limites et caractéristiques essentielles	60
5.1 Transistors pour signaux de faible puissance (à l'exclusion des applications en commutation)	60
5.1.1 Généralités	60
5.1.2 Valeurs limites	62
5.1.3 Caractéristiques	62
5.1.4 Données d'application	72

CONTENTS

	Page
FOREWORD	11
Clause	
1 Scope	15
2 Normative references	15
3 Terms and definitions	17
3.1 Types of bipolar transistors	17
3.2 General terms	17
3.2.1 Specific physical regions (of a junction transistor)	17
3.2.2 Specific functional regions	19
3.3 Circuit configurations	21
3.4 Terms related to ratings and characteristics	21
3.5 s parameters	31
3.5.1 General introduction	31
3.5.2 Definitions	35
3.5.3 Application of the s parameters	37
4 Letter symbols	43
4.1 Letter symbols for currents, voltages and powers	43
4.1.1 General	43
4.1.2 Additional subscripts	43
4.2 Letter symbols for electric parameters	43
4.2.1 General	43
4.2.2 Additional subscripts	43
4.3 Letter symbols for other quantities	43
4.3.1 General	43
4.4 List of letter symbols	45
4.4.1 Voltages	45
4.4.2 Currents	47
4.4.3 Powers	47
4.4.4 Electrical parameters	47
4.4.5 Frequency parameters	55
4.4.6 Switching parameters	57
4.4.7 Sundry quantities	59
4.4.8 External circuit parameters	61
4.4.9 Matched-pair bipolar transistors	61
5 Essential ratings and characteristics	61
5.1 Low-power signal transistors (excluding switching applications)	61
5.1.1 General	61
5.1.2 Ratings (limiting values)	63
5.1.3 Characteristics	63
5.1.4 Application data	73

Articles	Pages
5.2 Transistors de puissance (à l'exclusion des applications en commutation et en haute fréquence).....	72
5.2.1 Généralités.....	72
5.2.2 Valeurs limites.....	74
5.2.3 Caractéristiques.....	76
5.2.4 Données d'applications.....	78
5.3 Transistors de puissance haute fréquence pour applications en amplificateurs et en oscillateurs.....	78
5.3.1 Type.....	78
5.3.2 Matériau du semiconducteur.....	78
5.3.3 Polarité.....	78
5.3.4 Encombrement.....	78
5.3.5 Valeurs limites (système des limites absolues) dans la gamme des températures de fonctionnement, sauf indication contraire.....	78
5.3.6 Caractéristiques.....	80
5.3.7 Informations supplémentaires.....	84
5.3.8 Informations relatives à l'environnement et/ou à l'endurance.....	84
5.4 Transistors de commutation.....	84
5.4.1 Généralités.....	84
5.4.2 Valeurs limites.....	84
5.4.3 Caractéristiques.....	88
5.4.4 Données d'applications.....	94
6 Méthodes de mesure générales et de référence.....	94
6.1 Méthodes de mesure générales.....	94
6.1.1 Généralités.....	94
6.1.2 Courants résiduels collecteur-base et émetteur-base.....	94
6.1.3 Courants résiduels collecteur-émetteur (méthode en courant continu) (I_{CEO} , I_{CER} , I_{CEX} , I_{CES}).....	94
6.1.4 Tension de saturation collecteur-émetteur (V_{CEsat}).....	96
6.1.5 Tension de saturation base-émetteur (V_{BEsat}).....	100
6.1.6 Tension base-émetteur (méthode en courant continu) (V_{BE}).....	104
6.1.7 Tension de maintien collecteur-émetteur ($V_{CEO(sus)}$, $V_{CER(sus)}$).....	106
6.1.8 Capacités.....	110
6.1.9 Paramètres hybrides (petits et forts signaux).....	114
6.1.10 Valeurs limites des tensions et caractéristiques mesurables limitant les tensions d'utilisation ($V_{(BR)CBO}$, $V_{(BR)EBO}$, $I_{S/B}$).....	130
6.1.11 Résistance thermique.....	136
6.1.12 Temps de commutation (t_d , t_r , t_{on} , t_s , t_f , t_{off}).....	158
6.1.13 Paramètres haute fréquence (f_T , C_{22b} , Re (h_{11e}), $y.e$, $s..$).....	162
6.1.14 Bruit (F).....	192
6.1.15 Méthodes de mesure pour les transistors bipolaires appariés.....	208
6.2 Méthodes de mesure de référence.....	212
6.2.1 Généralités.....	212
6.2.2 Courant résiduel collecteur-base (courant inverse) (I_{CBO}).....	214
6.2.3 Courant résiduel émetteur-base (courant inverse) (I_{EBO}).....	216
6.2.4 Tension de saturation collecteur-émetteur (V_{CEsat}).....	218
6.2.5 Tension de saturation base-émetteur (V_{BEsat}).....	224
6.2.6 Tension directe base-émetteur (V_{BE}).....	224

Clause	Page
5.2 Power transistors (excluding switching and high-frequency applications)	73
5.2.1 General.....	73
5.2.2 Ratings (limiting values).....	75
5.2.3 Characteristics.....	77
5.2.4 Application data	79
5.3 High-frequency power transistors for amplifier and oscillator applications	79
5.3.1 Type	79
5.3.2 Semiconductor material.....	79
5.3.3 Polarity	79
5.3.4 Outline	79
5.3.5 Limiting values (absolute maximum system) over the operating temperature range, unless otherwise stated.....	79
5.3.6 Characteristics.....	81
5.3.7 Supplementary information.....	85
5.3.8 Environmental and/or endurance test information.....	85
5.4 Switching transistors.....	85
5.4.1 General.....	85
5.4.2 Ratings (limiting values).....	85
5.4.3 Characteristics.....	89
5.4.4 Application data	95
6 General and reference measuring methods.....	95
6.1 General measuring methods.....	95
6.1.1 General.....	95
6.1.2 Collector-base and emitter-base cut-off currents	95
6.1.3 Collector-emitter cut-off currents (d.c. method) (I_{CEO} , I_{CER} , I_{CEX} , I_{CES})	95
6.1.4 Collector-emitter saturation voltage (V_{CESat})	97
6.1.5 Base-emitter saturation voltage (V_{BESat}).....	101
6.1.6 Base-emitter voltage (d.c. method) (V_{BE})	105
6.1.7 Collector-emitter sustaining voltage ($V_{CEO(sus)}$, $V_{CER(sus)}$).....	107
6.1.8 Capacitances	111
6.1.9 Hybrid parameters (small-signal and large-signal).....	115
6.1.10 Voltage ratings and measurable characteristics limiting the working voltages ($V_{(BR)CBO}$, $V_{(BR)EBO}$, $I_{S/B}$)	131
6.1.11 Thermal resistance	137
6.1.12 Switching times (t_d , t_r , t_{on} , t_s , t_f , t_{off}).....	159
6.1.13 High-frequency parameters (f_T , C_{22b} , $Re(h_{11e})$, $y.e.$, $s..$).....	163
6.1.14 Noise (F).....	193
6.1.15 Measuring methods for matched-pair bipolar transistors.....	209
6.2 Reference measuring methods.....	213
6.2.1 General.....	213
6.2.2 Collector-base cut-off current (reverse current) (I_{CBO}).....	215
6.2.3 Emitter-base cut-off current (reverse current) (I_{EBO})	217
6.2.4 Collector-emitter saturation voltage (V_{CESat})	219
6.2.5 Base-emitter saturation voltage (V_{BESat}).....	225
6.2.6 Base-emitter forward voltage (V_{BE})	225

Articles	Pages
6.2.7 Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en montage émetteur commun (h_{21E}) (méthode en courant continu).....	226
6.2.8 Rapport de transfert direct du courant en petits signaux et en montage émetteur commun en basse fréquence (h_{21E})	230
6.2.9 Paramètres de commutation.....	234
7 Réception et fiabilité – Essais d'endurance électriques	234
7.1 Exigences générales.....	234
7.2 Exigences spécifiques	234
7.2.1 Liste des essais d'endurance	234
7.2.2 Conditions pour les essais d'endurance	234
7.2.3 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de réception.....	234
7.2.4 Critères de défaillance et caractéristiques définissant la défaillance pour les essais de fiabilité.....	234
7.2.5 Procédure à suivre dans le cas d'une erreur d'essai.....	234
Figure 1 – Caractéristique de l'impulsion d'un transistor de commutation	26
Figure 2 – Tension d'Early.....	30
Figure 3 – Circuit avec réseau ayant deux paires de bornes.....	32
Figure 4 – Circuit équivalent.....	68
Figure 5 – Circuit de base pour la mesure des courants résiduels collecteur-émetteur	94
Figure 6 – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en courant continu).....	96
Figure 7 – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en impulsions)	98
Figure 8a – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation base-émetteur (méthode en courant continu).....	100
Figure 8b – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation base-émetteur (méthode en impulsions)	102
Figure 9 – Circuit de base pour la mesure de la tension base-émetteur (méthode en courant continu).....	104
Figure 10 – Circuit de base pour la mesure de la tension de maintien collecteur-émetteur .	106
Figure 11 – I_C en fonction de V_{CE}	108
Figure 12a – Transistor avec borne de base reliée au boîtier	110
Figure 12b – Transistor avec borne collecteur reliée au boîtier.....	110
Figure 12 – Circuit de base pour la mesure de la capacité de sortie en montage base commune utilisant un pont dipôle	110
Figure 13 – Circuit de base pour la mesure de C_{22b} utilisant un pont tripôle.....	112
Figure 14 – Circuit de base pour la mesure de C_{cb} utilisant un pont tripôle.....	114
Figure 15 – Circuit de base pour la mesure de h_{11e} et h_{21e}	116
Figure 16 – Circuit de base pour la mesure de h_{12e}	120
Figure 17 – Circuit de base pour la mesure de h_{22e}	122
Figure 18 – Circuit de base pour la mesure de h_{22b}	124
Figure 19 – Circuit de base pour la mesure de h_{21E}	128
Figure 20 – Circuit pour la mesure de $V_{(BR)CBO}$	132
Figure 21 – Circuit pour la mesure de $I_{S/B}$	134
Figure 22 – Circuit de base pour mesurer la résistance thermique des transistors NPN.....	142
Figure 23 – Courant émetteur (I_E) en fonction de la tension directe émetteur-base (V_{EB}) pour les températures de jonction $T_{j(1)}$ et $T_{j(2)}$	144

Clause	Page
6.2.7 Static value of common-emitter forward current transfer ratio (h_{21E}) (d.c. method)	227
6.2.8 Small-signal common-emitter forward current transfer ratio at low frequencies (h_{21E})	231
6.2.9 Switching parameters.....	235
7 Acceptance and reliability – Electrical endurance tests	235
7.1 General requirements	235
7.2 Specific requirements	235
7.2.1 List of endurance tests.....	235
7.2.2 Conditions for endurance tests.....	235
7.2.3 Failure-defining characteristics and failure criteria for acceptance tests ..	235
7.2.4 Failure-defining characteristics and failure criteria for reliability tests.....	235
7.2.5 Procedure in case of a testing error	235
Figure 1 – Switching transistor pulse characteristic	27
Figure 2 – Early voltage	31
Figure 3 – Circuit with four-pole network	33
Figure 4 – Equivalent circuit	69
Figure 5 – Basic circuit for the measurement of collector-emitter cut-off currents	95
Figure 6 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter saturation voltage (d.c. method).....	97
Figure 7 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter saturation voltage (pulse method)	99
Figure 8a – Basic circuit for the measurement of the base-emitter saturation voltage (d.c. method).....	101
Figure 8b – Basic circuit for the measurement of the base-emitter saturation voltage (pulse methods).....	103
Figure 9 – Base circuit for the measurement of base-emitter voltage (d.c. method)	105
Figure 10 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter sustaining voltage ...	107
Figure 11 – I_C versus V_{CE} characteristic	109
Figure 12a – Transistor with base terminal connected to case.....	111
Figure 12b – Transistor with collector terminal connected to case	111
Figure 12 – Basic circuit for the measurement of the common-base output capacitance using a two-terminal bridge	111
Figure 13 – Basic circuit for the measurement of C_{22b} using a three-terminal bridge	113
Figure 14 – Basic circuit for the measurement of C_{cb} using a three-terminal bridge	115
Figure 15 – Basic circuit for the measurement of h_{11e} and h_{21e}	117
Figure 16 – Basic circuit for the measurement of h_{12e}	121
Figure 17 – Basic circuit for the measurement of h_{22e}	123
Figure 18 – Basic circuit for the measurement of h_{22b}	125
Figure 19 – Basic circuit for the measurement of h_{21E}	129
Figure 20 – Circuit for the measurement of $V_{(BR)CBO}$	133
Figure 21 – Circuit for the measurement of $I_{S/B}$	135
Figure 22 – Basic test circuit for measuring the thermal resistance of NPN transistors	143
Figure 23 – Emitter current (I_E) versus emitter-base voltage (V_{EB}) for the junction temperatures $T_j^{(1)}$ and $T_j^{(2)}$	145

Figure 24 – Variation de I_E et V_{EB} en fonction du temps	144
Figure 25 – Coefficient de température (αV_{EB}) en fonction de la densité de courant émetteur typique (J_E)	152
Figure 26a – Section droite d'un transistor typique en boîtier métallique (cavité)	152
Figure 26b – Circuit thermique équivalent	154
Figure 27 – Exemple de caractéristique de la résistance thermique transitoire typique en fonction de la durée de l'impulsion d'échauffement	154
Figure 28 – Caractéristique ΔV_{EB} en fonction de la tension collecteur-base (V_{CB})	156
Figure 29 – Aire limite de fonctionnement (aire de sécurité) typique	158
Figure 30 – Schéma de mesure	160
Figure 31 – Temps de commutation.....	160
Figure 32 – Circuit pour la mesure de la fréquence de transition	164
Figure 33 – Schéma synoptique du circuit pour la mesure des composantes résistive et réactive de h_{11e}	170
Figure 34 – Circuit de l'adaptateur de la figure 33	170
Figure 35 – Circuit pour la mesure des paramètres complexes y en émetteur commun.....	172
Figure 36 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{11e}	174
Figure 37 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{22e}	176
Figure 38 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{21e}	178
Figure 39 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{12e}	180
Figure 40 – Schéma synoptique du circuit pour la mesure des paramètres s_{11} et s_{22}	182
Figure 41 – Schéma synoptique du circuit pour la mesure des paramètres s_{12} et s_{21}	188
Figure 42 – Schéma synoptique de base pour la mesure du facteur de bruit.....	194
Figure 43 – Circuit de base fondamental pour la mesure du facteur de bruit jusqu'à 3 MHz	198
Figure 44 – Circuit de base pour la mesure du facteur de bruit de 3 MHz à 300 MHz	200
Figure 45 – Circuit de base pour la mesure du facteur de bruit au-dessous de 1 kHz (méthode du générateur de signal).....	204
Figure 46 – Circuit de base pour la mesure de h_{21E1}/h_{21E2}	208
Figure 47 – Circuit pour la mesure de I_{CBO}	214
Figure 48 – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en courant continu).....	218
Figure 49 – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation collecteur-émetteur (méthode par impulsion).....	220
Figure 50 – V_{CE} varie en fonction du temps.....	222
Figure 51 – Circuit de base pour la mesure de la tension directe base-émetteur	224
Figure 52 – Circuit de base pour la mesure de h_{21E} (méthode en courant continu)	226
Figure 53 – Circuit de base pour la mesure de h_{21E} en basse fréquence	230
Tableau 1 – Caractéristiques définissant la défaillance pour réception après les essais d'endurance	236
Tableau 2 – Conditions pour les essais d'endurance	238

Figure 24 – I_E and V_{EB} change with time	145
Figure 25 – Temperature coefficient (αV_{EB}) versus typical emitter current density (J_E).....	153
Figure 26a – Cross-section of a typical transistor in metallic case (cavity).....	153
Figure 26b – Thermal equivalent circuit.....	155
Figure 27 – Typical transient thermal resistance characteristic versus heating pulse duration	155
Figure 28 – Typical ΔV_{EB} versus collector-base (V_{CB}) characteristic	157
Figure 29 – Typical safe operating area.....	159
Figure 30 – Circuit diagram	161
Figure 31 – Switching times	161
Figure 32 – Circuit for the measurement of the transition frequency	165
Figure 33 – Block-diagram of the circuit for the measurement of the resistive and reactive components of h_{11e}	171
Figure 34 – Circuit of the adaptor shown in figure 33.....	171
Figure 35 – Circuit for the measurement of complex common-emitter y parameters.....	173
Figure 36 – Three-pole circuit for the measurement of y_{11e}	175
Figure 37 – Three-pole circuit for the measurement of y_{22e}	177
Figure 38 – Three-pole circuit for the measurement of y_{21e}	179
Figure 39 – Three-pole circuit for the measurement of y_{12e}	181
Figure 40 – Block diagram of the circuit for the measurement of s_{11} and s_{22} parameters....	183
Figure 41 – Block diagram of the circuit for the measurement of s_{12} and s_{21} parameters....	189
Figure 42 – Basic block diagram for the measurement of the noise figure.....	195
Figure 43 – Basic circuit for the measurement of the noise figure up to 3 MHz	199
Figure 44 – Basic circuit for the measurement of the noise figure from 3 MHz to 300 MHz .	201
Figure 45 – Basic circuit for the measurement of the noise figure below 1 kHz (signal generator method)	205
Figure 46 – Basic circuit for the measurement of h_{21E1}/h_{21E2}	209
Figure 47 – Circuit for the measurement of I_{CBO}	215
Figure 48 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter saturation voltage (d.c. method).....	219
Figure 49 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter saturation voltage (pulse method).....	221
Figure 50 – V_{CE} changes with time	223
Figure 51 – Basic circuit for the measurement of the base-emitter forward voltage.....	225
Figure 52 – Basic circuit for the measured of h_{21E} (d.c. method)	227
Figure 53 – Basic circuit for the measurement of h_{21E} at low frequencies.....	231
Table 1 – Failure-defining characteristics for acceptance after endurance tests.....	237
Table 2 – Conditions for endurance tests	239

COMMISSION ÉLECTROTECHNIQUE INTERNATIONALE

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –

Partie 7: Transistors bipolaires

AVANT-PROPOS

- 1) La CEI (Commission Électrotechnique Internationale) est une organisation mondiale de normalisation composée de l'ensemble des comités électrotechniques nationaux (Comités nationaux de la CEI). La CEI a pour objet de favoriser la coopération internationale pour toutes les questions de normalisation dans les domaines de l'électricité et de l'électronique. A cet effet, la CEI, entre autres activités, publie des Normes internationales. Leur élaboration est confiée à des comités d'études, aux travaux desquels tout Comité national intéressé par le sujet traité peut participer. Les organisations internationales, gouvernementales et non gouvernementales, en liaison avec la CEI, participent également aux travaux. La CEI collabore étroitement avec l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO), selon des conditions fixées par accord entre les deux organisations.
- 2) Les décisions ou accords officiels de la CEI concernant les questions techniques représentent, dans la mesure du possible, un accord international sur les sujets étudiés, étant donné que les Comités nationaux intéressés sont représentés dans chaque comité d'études.
- 3) Les documents produits se présentent sous la forme de recommandations internationales. Ils sont publiés comme normes, spécifications techniques, rapports techniques ou guides et agréés comme tels par les Comités nationaux.
- 4) Dans le but d'encourager l'unification internationale, les Comités nationaux de la CEI s'engagent à appliquer de façon transparente, dans toute la mesure possible, les Normes internationales de la CEI dans leurs normes nationales et régionales. Toute divergence entre la norme de la CEI et la norme nationale ou régionale correspondante doit être indiquée en termes clairs dans cette dernière.
- 5) La CEI n'a fixé aucune procédure concernant le marquage comme indication d'approbation et sa responsabilité n'est pas engagée quand un matériel est déclaré conforme à l'une de ses normes.
- 6) L'attention est attirée sur le fait que certains des éléments de la présente Norme internationale peuvent faire l'objet de droits de propriété intellectuelle ou de droits analogues. La CEI ne saurait être tenue pour responsable de ne pas avoir identifié de tels droits de propriété et de ne pas avoir signalé leur existence.

La Norme internationale CEI 60747-7 a été établie par le sous-comité 47E: Dispositifs discrets à semiconducteurs, du comité d'études 47 de la CEI: Dispositifs à semiconducteurs.

Cette deuxième édition annule et remplace la première édition parue en 1988, son amendement 1 (1991) et son amendement 2 (1994). Cette deuxième édition constitue une révision technique.

Cette norme doit être lue conjointement avec la CEI 60747-1.

Le texte de cette norme est issu de la première édition, de l'amendement 1, de l'amendement 2 et des documents suivants:

FDIS	Rapport de vote
47E/150/FDIS	47E/162/RVD

Le rapport de vote indiqué dans le tableau ci-dessus donne toute information sur le vote ayant abouti à l'approbation de cette norme.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION

SEMICONDUCTOR DEVICES –

Part 7: Bipolar transistors

FOREWORD

- 1) The IEC (International Electrotechnical Commission) is a worldwide organization for standardization comprising all national electrotechnical committees (IEC National Committees). The object of the IEC is to promote international co-operation on all questions concerning standardization in the electrical and electronic fields. To this end and in addition to other activities, the IEC publishes International Standards. Their preparation is entrusted to technical committees; any IEC National Committee interested in the subject dealt with may participate in this preparatory work. International, governmental and non-governmental organizations liaising with the IEC also participate in this preparation. The IEC collaborates closely with the International Organization for Standardization (ISO) in accordance with conditions determined by agreement between the two organizations.
- 2) The formal decisions or agreements of the IEC on technical matters express, as nearly as possible, an international consensus of opinion on the relevant subjects since each technical committee has representation from all interested National Committees.
- 3) The documents produced have the form of recommendations for international use and are published in the form of standards, technical specifications, technical reports or guides and they are accepted by the National Committees in that sense.
- 4) In order to promote international unification, IEC National Committees undertake to apply IEC International Standards transparently to the maximum extent possible in their national and regional standards. Any divergence between the IEC Standard and the corresponding national or regional standard shall be clearly indicated in the latter.
- 5) The IEC provides no marking procedure to indicate its approval and cannot be rendered responsible for any equipment declared to be in conformity with one of its standards.
- 6) Attention is drawn to the possibility that some of the elements of this International Standard may be the subject of patent rights. The IEC shall not be held responsible for identifying any or all such patent rights.

International Standard IEC 60747-7 has been prepared by subcommittee 47E: Discrete semiconductor devices, of IEC technical committee 47: Semiconductor devices.

This second edition cancels and replaces the first edition published in 1988, its amendments 1 (1991) and 2 (1994). This second edition constitutes a technical revision.

This standard is to be read in conjunction with IEC 60747-1.

The text of this standard is based on the first edition, amendment 1, amendment 2 and the following documents:

FDIS	Report on voting
47E/150/FDIS	47E/162/RVD

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

Cette publication a été rédigée selon les Directives ISO/CEI, Partie 3.

Le comité a décidé que le contenu de cette publication ne sera pas modifié avant 2003.
A cette date, la publication sera

- reconduite;
- supprimée;
- remplacée par une édition révisée, ou
- amendée.

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-7:2000

Withdrawn

This publication has been drafted in accordance with the ISO/IEC Directives, Part 3.

The committee has decided that the contents of this publication will remain unchanged until 2003. At this date, the publication will be

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

IECNORM.COM: Click to view the full PDF of IEC 60747-7:2000

Withdrawn

DISPOSITIFS À SEMICONDUCTEURS –

Partie 7: Transistors bipolaires

Note d'introduction

La présente publication est utilisée avec la CEI 60747-1 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.

1 Domaine d'application

La présente norme donne les exigences applicables aux sous-catégories suivante de 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.

2 Références normatives

Les documents normatifs suivants contiennent des dispositions qui, par suite de la référence qui y est faite, constituent des dispositions valables pour la présente partie de la CEI 60747. Norme internationale. Pour les références datées, les amendements ultérieurs ou les révisions de ces publications ne s'appliquent pas. Toutefois, les parties prenantes aux accords fondés sur la présente partie de la CEI 60747 sont invitées à rechercher la possibilité d'appliquer les éditions les plus récentes des documents normatifs indiqués ci-après. Pour les références non datées, la dernière édition du document normatif en référence s'applique. Les membres de la CEI et de l'ISO possèdent le registre des Normes internationales en vigueur.

CEI 60747-1:1983, *Dispositifs à semiconducteurs – Dispositifs discrets et circuits intégrés – Partie 1: Généralités*
Amendement 3 (1996)

SEMICONDUCTOR DEVICES –

Part 7: Bipolar transistors

Introductory note

As a rule, it will be necessary to use IEC 60747-1 together with the present publication. In IEC 60747-1, the user will find all basic information on:

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

1 Scope

The present standard gives the requirements applicable to the following sub-categories 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.

2 Normative references

The following normative documents contain provisions which, through reference in this text, constitute provisions of this part of IEC 60747. For dated references, subsequent amendments to, or revisions of, any of these publications do not apply. However, parties to agreements based on this part of IEC 60747 are encouraged to investigate the possibility of applying the most recent editions of the normative documents indicated below. For undated references, the latest edition of the normative document referred to applies. Members of IEC and ISO maintain registers of currently valid International Standards.

IEC 60747-1:1983, *Semiconductor devices – Discrete devices and integrated circuits – Part 1: General*
Amendment 3 (1996)

3 Termes et définitions

3.1 Types de transistors bipolaires

3.1.1

transistor à jonctions

transistor possédant une région de base et deux ou plusieurs jonctions

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

3.1.2

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.

3.1.3

transistor tétrode

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

3.2 Termes généraux

3.2.1 Régions physiques spécifiques (d'un transistor à jonctions)

3.2.1.1

région collecteur

région physique conçue par le fabricant pour contenir la région collectrice en mode de fonctionnement normal et qui, dans un transistor discret simple, est accessible extérieurement par la borne du collecteur désignée

3.2.1.2

région émetteur

région physique conçue par le fabricant pour contenir la région d'alimentation en mode de fonctionnement normal et qui, dans un transistor discret simple, est accessible extérieurement par la borne d'émetteur désignée

3.2.1.3

région base

région physique située entre la jonction collecteur et la jonction émetteur, comprenant la région de commande et qui, dans un transistor discret simple, est accessible extérieurement par la borne de base désignée

3.2.1.4

jonction collecteur(-base)

région de transition située entre la région collecteur et la région base

3.2.1.5

jonction émetteur(-base)

région de transition située entre la région émetteur et la région base

3 Terms and definitions

3.1 Types of bipolar transistors

3.1.1

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.

3.1.2

bi-directional transistor

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.

3.1.3

tetrode transistor

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

3.2 General terms

3.2.1 Specific physical regions (of a junction transistor)

3.2.1.1

collector region

physical region that is designed by the manufacturer to contain in the normal operating mode the collection region and which, in a simple discrete transistor, is externally accessible by the designated collector terminal

3.2.1.2

emitter region

physical region that is designed by the manufacturer to contain in the normal operating mode the supply region and which, in a simple discrete transistor, is externally accessible by the designated emitter terminal

3.2.1.3

base region

physical region located between the collector junction and the emitter junction and containing the control region and which, in a simple discrete transistor, is externally accessible by the designated base terminal

3.2.1.4

collector(-base) junction

transition region between the collector region and the base region

3.2.1.5

emitter(-base) junction

transition region between the emitter region and the base region

3.2.1.6

borne du collecteur

point de connexion spécifié, accessible extérieurement, relié à l'électrode collecteur et à la région collecteur

3.2.1.7

borne de l'émetteur

point de connexion spécifié, accessible extérieurement, relié à l'électrode émetteur et à la région émetteur

3.2.1.8

borne de base

point de connexion spécifié, accessible extérieurement, relié à l'électrode de base et à la région base

3.2.2 Régions fonctionnelles spécifiques

3.2.2.1

région collecteur fonctionnelle

région collecteur qui capte les porteurs de charge du courant principal de la région base fonctionnelle passant par la jonction (collectrice) située entre elle et la région base fonctionnelle

NOTE En mode de fonctionnement normal, cette région fonctionnelle est située dans la région collecteur et, en mode de fonctionnement inverse, dans la région émetteur.

3.2.2.2

région émetteur fonctionnelle

région d'alimentation qui fournit les porteurs de charge du courant principal à la région base fonctionnelle à travers la jonction (émettrice) située entre elle et la région base fonctionnelle

NOTE En mode de fonctionnement normal, cette région fonctionnelle est située dans la région émetteur et, en mode de fonctionnement inverse, dans la région collecteur.

3.2.2.3

région base fonctionnelle

région de commande traversée par le courant principal et dans laquelle la concentration des porteurs de charge du courant principal provient du courant de base qui y est appliqué

3.2.2.4

région de charge d'espace collecteur(-base);

couche de déplétion collecteur(-base)

région de charge d'espace située entre la région collecteur fonctionnelle et la région base fonctionnelle

3.2.2.5

région de charge d'espace émetteur(-base)

couche de déplétion émetteur(-base)

région de charge d'espace située entre la région émetteur fonctionnelle et la région base fonctionnelle

3.2.1.6**collector terminal**

specified externally available point of connection to the collector electrode and collector region

3.2.1.7**emitter terminal**

specified externally available point of connection to the emitter electrode and emitter region

3.2.1.8**base terminal**

specified externally available point of connection to the base electrode and base region

3.2.2 Specific functional regions**3.2.2.1****functional collector region**

collection region that acquires principal-current charge carriers from the functional base region through the (collecting) junction between it and the functional base region

NOTE In the normal operating mode, this functional region is located in the collector region and, in the inverse operating mode, in the emitter region.

3.2.2.2**functional emitter region**

supply region that delivers principal-current charge carriers into the functional base region through the (emitting) junction between it and the functional base region

NOTE In the normal operating mode, this functional region is located in the emitter region and, in the inverse operating mode, in the collector region.

3.2.2.3**functional base region**

control region through which the principal current passes and in which the concentration of principal-current charge carriers is the result of an applied base current

3.2.2.4**collector(-base) space-charge region;
collector(-base) depletion layer**

space-charge region between the functional collector region and the functional base region

3.2.2.5**emitter(-base) space-charge region;
emitter(-base) depletion layer**

space-charge region between the functional emitter region and the functional base region

3.3 Montages de circuit

3.3.1

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

3.3.2

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

3.3.3

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

3.3.4

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

3.3.5

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

3.3.6

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

3.4 Termes relatifs aux valeurs limites et aux caractéristiques

3.4.1

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

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

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

3.3 Circuit configurations

3.3.1

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

3.3.2

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

3.3.3

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

3.3.4

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

3.3.5

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

3.3.6

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

3.4 Terms related to ratings and characteristics

3.4.1

punch-through voltage

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

NOTE 1 At this voltage, the collector depletion layer extends through the base to the emitter depletion layer.

NOTE 2 "Reach-through voltage" is a term also in the USA.

3.4.2

tensions de saturation

3.4.2.1

tension de saturation collecteur-émetteur

tension entre les électrodes du collecteur et de l'émetteur dans des conditions de courant de base ou de tension base-émetteur au-delà de laquelle le courant collecteur demeure pratiquement constant quand le courant ou la tension de base augmente

NOTE Cette tension est la tension entre les électrodes du collecteur et de l'émetteur quand les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont toutes deux polarisées en direct.

3.4.2.2

tension de saturation base-émetteur

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

NOTE Cette tension est la tension entre les électrodes de la base et de l'émetteur quand les jonctions base-émetteur et base-collecteur sont toutes deux polarisées en direct.

3.4.3

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

3.4.4

résistance série du collecteur

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

3.4.5

résistance série de l'émetteur

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

3.4.6

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 sera indiquée.

3.4.7

résistance extrinsèque de base

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

3.4.8

capacité de transition de l'émetteur

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.

3.4.2 **saturation voltages**

3.4.2.1 **collector-emitter saturation voltage**

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.

3.4.2.2 **base-emitter saturation voltage**

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.

3.4.3 **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

3.4.4 **collector series resistance**

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

3.4.5 **emitter series resistance**

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

3.4.6 **saturation resistance**

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.

3.4.7 **extrinsic base resistance**

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

3.4.8 **emitter depletion layer capacitance**

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.

3.4.9

capacité de transition du collecteur

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.

3.4.10

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 correspondants à 10 % de l'amplitude de l'impulsion appliquée et à 10 % de l'amplitude de l'impulsion à la sortie (voir figure 1).

3.4.11

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).

3.4.12

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).

3.4.13

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 est commuté 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).

3.4.9

collector depletion layer capacitance

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

NOTE The depletion layer capacitance is a function of the total potential difference across the depletion layer.

3.4.10

delay-time (of a switching transistor)

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).

3.4.11

rise time (of a switching transistor)

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).

3.4.12

carrier storage time (of a switching transistor)

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).

3.4.13

fall time (of a switching transistor)

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).

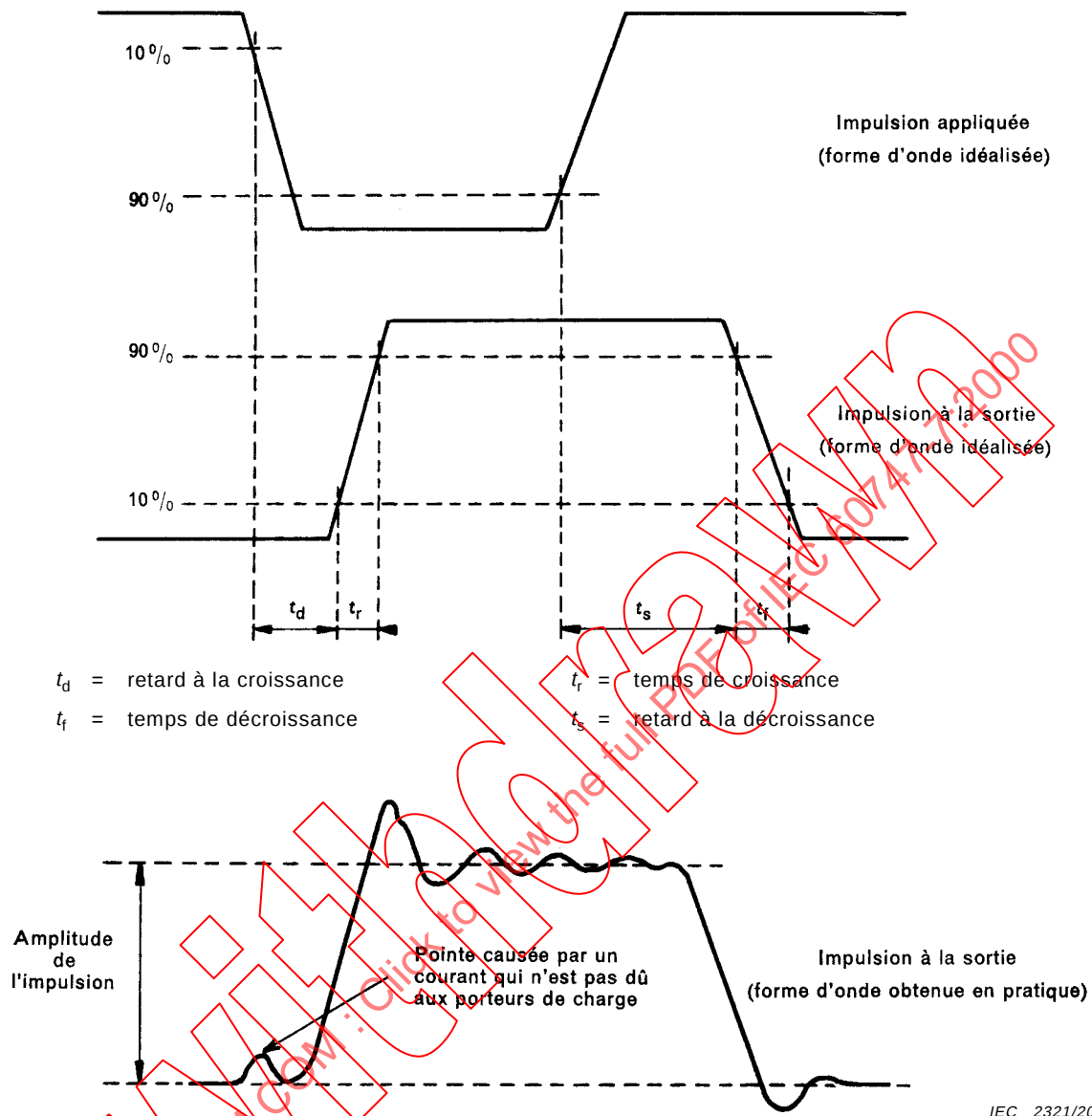


Figure 1 – Caractéristique de l'impulsion d'un transistor de commutation

3.4.14

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.

3.4.15

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

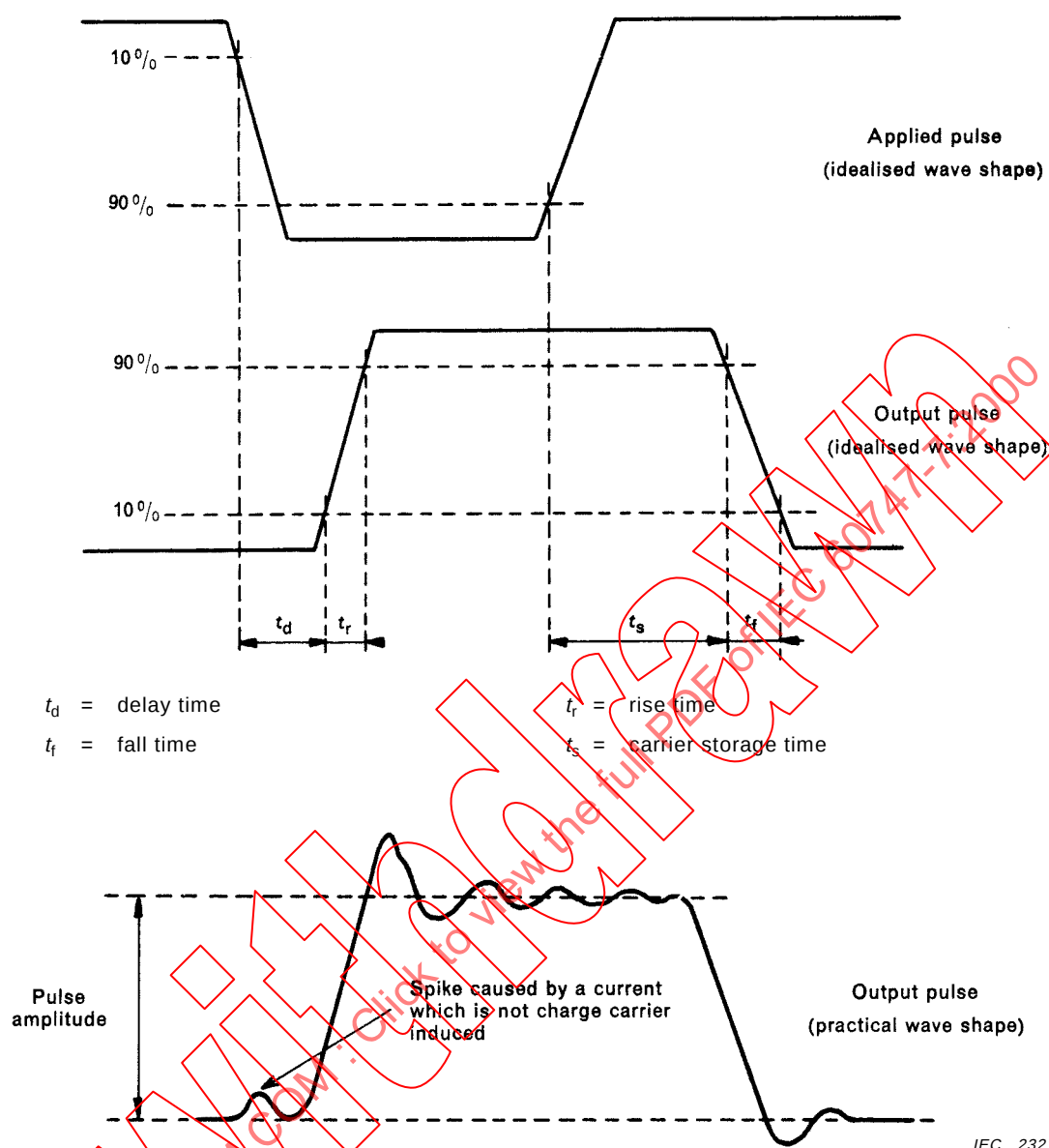


Figure 1 – Switching transistor pulse characteristic

3.4.14**maximum frequency of oscillation**

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

NOTE This frequency approximates the frequency at which the maximum available power gain has decreased to unity.

3.4.15**transition frequency (f_T)**

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

3.4.16

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

3.4.17

rapport de transfert du courant; facteur d'amplification en courant

3.4.17.1

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

3.4.17.2

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

3.4.17.3

rapport de transfert intrinsèque direct du courant (pour de grands signaux)

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

3.4.18

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

3.4.19

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

3.4.20

tension d'Early (tension d'extrapolation) V_{EY} (pour la conception de 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).

3.4.16**frequency of unity current transfer ratio (f_1)**

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

3.4.17**current transfer ratio; current amplification factor****3.4.17.1****small-signal short-circuit forward current transfer ratio**

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.

3.4.17.2**static value of the forward current transfer ratio**

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

3.4.17.3**inherent (large-signal) forward current transfer ratio**

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

3.4.18**small-signal open-circuit reverse voltage transfer ratio**

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

3.4.19**transient current ratio in saturation (of a switching transistor)**

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

3.4.20**Early voltage V_{EY} (for computer-aided circuit design)**

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).

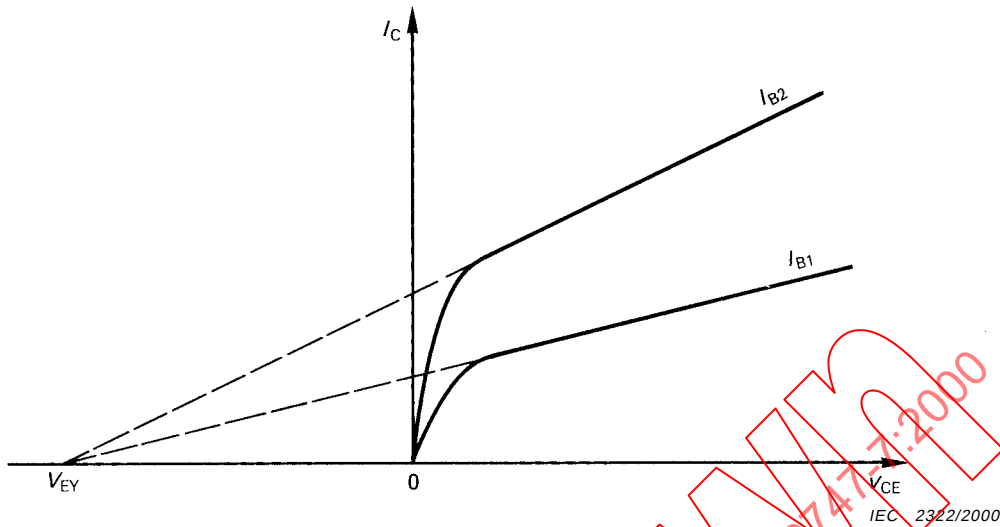


Figure 2 – Tension d'Early

3.5 Paramètres s

3.5.1 Introduction générale

Les paramètres s sont définis dans les deux équations suivantes:

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

où a_1 et a_2 représentent les ondes incidentes, b_1 et b_2 les ondes réfléchies, toutes ayant la même dimension (Watt)^{1/2}.

On peut utiliser les paramètres s 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:

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

où

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

$Z_{0i} = R_{0i} + jX_{0i}$;

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

(Voir figure 3.)

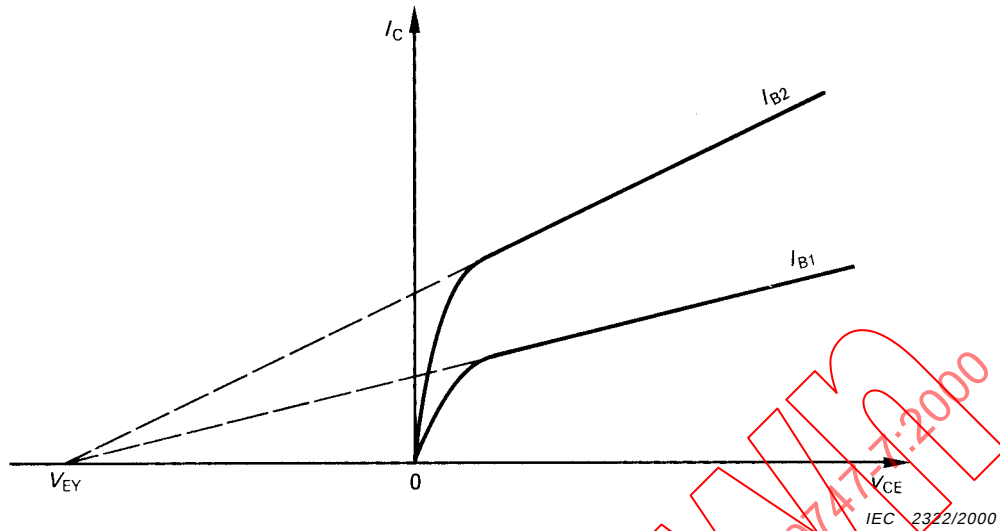


Figure 2 – Early voltage

3.5 s parameters

3.5.1 General introduction

The s parameters are defined by the following two equations:

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

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

The s parameters 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:

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

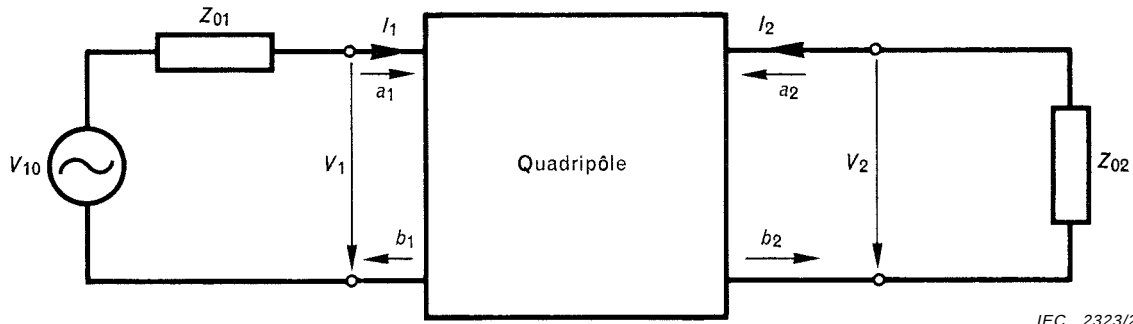
where

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

$Z_{0i} = R_{0i} + jX_{0i}$;

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

(See figure 3.)



IEC 2323/2000

Figure 3 – Circuit avec réseau ayant deux paires de bornes

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 la spécification des transistors principalement 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:

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

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

$$\begin{aligned} s_{11} &= \left(\frac{b_1}{a_1} \right) \text{ avec } a_2 = 0 \\ &= \left(\frac{V_1 - R_0 I_1}{V_1 + R_0 I_1} \right) \text{ avec } (V_2 = -R_0 I_2) = \left(\frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0} \right) \text{ avec } \left(-\frac{V_2}{I_2} = R_0 \right) \end{aligned}$$

= 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} = 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

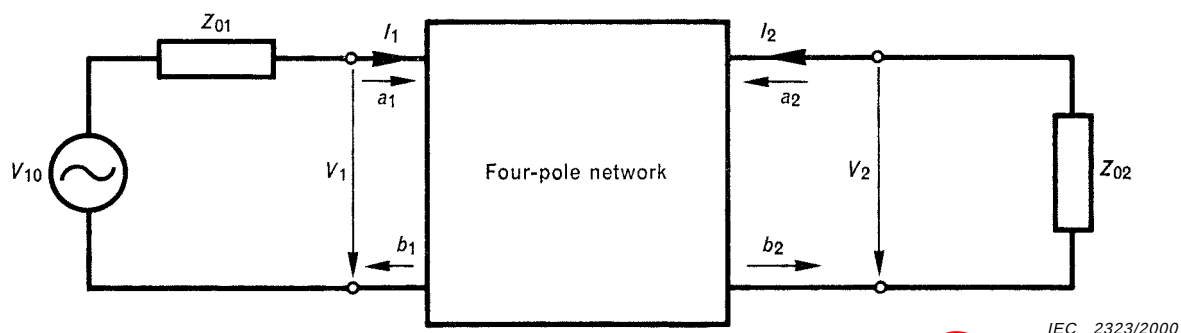


Figure 3 – Circuit with four-pole network

Z_{01} and Z_{02} are the 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 50Ω).

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

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

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

$$\begin{aligned} s_{11} &= \left(\frac{b_1}{a_1} \right) \text{ with } a_2 = 0 \quad \text{ratio of the complex value of the reflected wave at the input to that of the incident wave at the input, the output terminating resistance and the source resistance each having the value } R_0 \\ &= \left(\frac{V_1 - R_0 I_1}{V_1 + R_0 I_1} \right) \text{ with } (V_2 = -R_0 I_2) = \left(\frac{Z_1 - R_0}{Z_1 + R_0} \right) \text{ with } \left(-\frac{V_2}{I_2} = R_0 \right) \\ &= \text{reflection factor of the input impedance referred to } R_0, \text{ the output being terminated by } R_0 \end{aligned}$$

Analogously:

$$\begin{aligned} s_{22} &= \text{ratio of the complex value of the reflected wave at the output to that of the incident wave at the output, the input terminating resistance and the source resistance each having the value } R_0 \\ &= \text{reflection factor of the output impedance referred to } R_0, \text{ the input being terminated by } R_0 \end{aligned}$$

De plus:

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

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

= 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} = 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

3.5.2 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 utilisé, et pour des conditions d'utilisation en petits ou en grands signaux.

3.5.2.1

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 Ce coefficient 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 .

3.5.2.2

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 Ce coefficient 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 .

3.5.2.3

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 Ce coefficient 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 .

In addition:

$s_{21} = \left(\frac{b_2}{a_1} \right)$ with $a_2 = 0$ ratio of the complex value of the transmitted wave at the output to that of the incident wave at the input, the output terminating resistance and the source resistance each having the value R_0

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

= 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

3.5.2 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.

3.5.2.1

input reflection coefficient (s_{11})

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 .

3.5.2.2

output reflection coefficient (s_{22})

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 .

3.5.2.3

forward transmission coefficient (s_{21})

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 .

3.5.2.4

coefficient de transmission inverse (s_{12})

rapport de la valeur complexe de l'onde transmise à l'entrée 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 Ce coefficient 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 elle a en général pour valeur 50Ω .

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).

3.5.2.5

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

3.5.3 Applications des paramètres s

On peut utiliser les paramètres s définis en 3.5.2 par exemple de la façon suivante.

3.5.3.1 Relations des paramètres s avec d'autres paramètres (y, z, h)

Il y a équivalence entre les matrices suivantes:

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

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

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

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

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

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

3.5.2.4

reverse transmission coefficient (s_{12})

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 Ω .

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).

3.5.2.5

frequency of unity forward transmission coefficient (f_s, f_{1s})

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

3.5.3 Application of the s parameters

The s parameters as defined in 3.5.2 can be used, for example, as follows.

3.5.3.1 Relation of s parameters with other parameters (y, z, h)

The following matrix equivalences hold:

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

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

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

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

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

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

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

On trouve les équivalences suivantes:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

3.5.3.2 Conversion of s parameters to other parameters (y , z , h)

The following equivalences hold:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

3.5.3.3 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

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

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

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

$$A_1 = \text{amplification en courant} = \frac{-I_2}{I_1} = \frac{s_{21}(1 - r_L)}{(1 - s_{11}) - r_L(s_{22} - \det s)}$$

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

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

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

Conditions de stabilité inconditionnelle:

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

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

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

3.5.3.3 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

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

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

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

$$A_1 = \text{current amplification} = \frac{-I_2}{I_1} = \frac{s_{21}(1 - r_L)}{(1 - s_{11}) - r_L(s_{22} - \det s)}$$

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

$$G_P = \text{power gain} = \frac{P_2}{P_1} = |A_1|^2 \cdot \frac{1 - |r_L|^2}{1 - |r_1|^2} = |s_{21}|^2 \frac{1 - |r_L|^2}{|1 - r_L s_{22}|^2 - |s_{11} - r_L \det s|^2}$$

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

Conditions of unconditional stability:

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

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

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

4 Symboles littéraux

Le plus souvent les symboles littéraux existants sont ajoutés aux termes dans les titres. Lorsque plusieurs formes distinctives existent, la forme la plus couramment utilisée est donnée.

4.1 Symboles littéraux pour courants, tensions et puissances

4.1.1 Généralités

L'article 2 de la CEI 60747-1, chapitre V s'applique.

4.1.2 Indices additionnels

En supplément à la liste des indices généraux recommandés donnée en 2.2.1 de la CEI 60747-1, chapitre V, 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 (pas en tant que premier indice)	= résistance spécifiée
sat	= saturation
X	= circuit spécifié

4.2 Symboles littéraux pour paramètres électriques

4.2.1 Généralités

L'article 3 de la CEI 60747-1, chapitre V s'applique.

4.2.2 Indices additionnels

En supplément à la liste des indices généraux recommandés donnée en 3.3.1 de la CEI 60747-1, chapitre V, 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

4.3 Symboles littéraux pour autres grandeurs

4.3.1 Généralités

L'article 4 de la CEI 60747-1, chapitre V s'applique.

4 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.

4.1 Letter symbols for currents, voltages and powers

4.1.1 General

Clause 2 of IEC 60747-1, chapter V applies.

4.1.2 Additional subscripts

In addition to the list of recommended general subscripts given in 2.2.1 of IEC 60747-1, chapter V, 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

4.2 Letter symbols for electric parameters

4.2.1 General

Clause 3 of IEC 60747-1, chapter V applies.

4.2.2 Additional subscripts

In addition to the list of recommended general subscripts given in 3.3.1 of IEC 60747-1, chapter V, 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

4.3 Letter symbols for other quantities

4.3.1 General

Clause 4 of IEC 60747-1, chapter V applies.

4.4 Liste de symboles littéraux

Les symboles littéraux 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.

4.4.1 Tensions

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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 (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 ces grandeurs.
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_{EBfI}	
Tension de pénétration (tension de perçage)	V_{pt}	
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}	

4.4 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.

4.4.1 Voltages

Name and designation	Letter symbol	Remarks
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)	$V_{(BR) \dots O}$	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 voltage (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)	$V_{(BR) \dots S}$	The abbreviation BV is in common use for these quantities.
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_{EBfl}	
Punch-through (penetration) voltage	V_{pt}	
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}	

4.4.2 Courants

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Courant continu de la base	I_B	
Courant continu du collecteur	I_C	
Courant continu de l'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_{CEX}	
Courant résiduel de la base avec $V_{BE} = X$ V_{CE} spécifiée	I_{BEX}	

4.4.3 Puissances

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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}	

4.4.4 Paramètres électriques

4.4.4.1 Paramètres statiques (spécifiés pour des conditions de polarisation)

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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 $V_{CE} = \text{constante}$

4.4.2 Currents

Name and designation	Letter symbol	Remarks
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}	
Collector 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}	

4.4.3 Powers

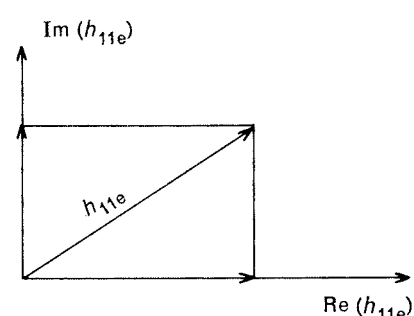
Name and designation	Letter symbol	Remarks
Collector power dissipation with T_{amb} or T_{case} specified	P_C	
Total input power (d.c. or average) to all electrodes with T_{amb} or T_{case} specified	P_{tot}	

4.4.4 Electrical parameters

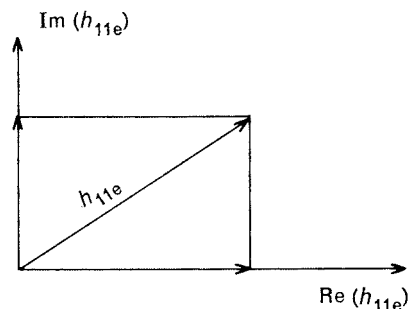
4.4.4.1 Static parameters (specified for bias conditions)

Name and designation	Letter symbol	Remarks
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 $V_{CE} = \text{constant}$

4.4.4.2 Paramètres pour signaux de faible puissance (spécifiés pour des conditions de polarisation et de fréquence)

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Valeur de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit pour de petits signaux: – en montage émetteur commun – en montage base commune	h_{11e} ou h_{ie} h_{11b} ou h_{ib}	$h_{11e} = \frac{V_{be}}{I_b}$ avec $V_{ce} = \text{constante}$ $h_{11b} = \frac{V_{eb}}{I_e}$ avec $V_{cb} = \text{constante}$
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}	$h_{12e} = \frac{V_{be}}{V_{ce}}$ 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_{fe} h_{21b} ou h_{fb}	$h_{21e} = \frac{I_c}{I_b}$ avec $V_{ce} = \text{constante}$ $h_{21b} = \frac{I_e}{I_e}$ 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}	$h_{11e} \cong \text{Re}(h_{11e}) + \frac{1}{j\omega C_{11es}}$ $h_{11b} \cong \text{Re}(h_{11b}) + \frac{1}{j\omega C_{11bs}}$
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}	

4.4.4.2 Small-signal parameters (specified for bias and frequency conditions)

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

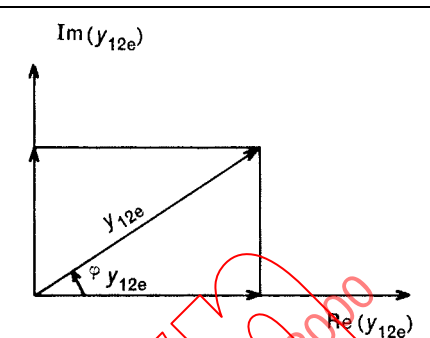
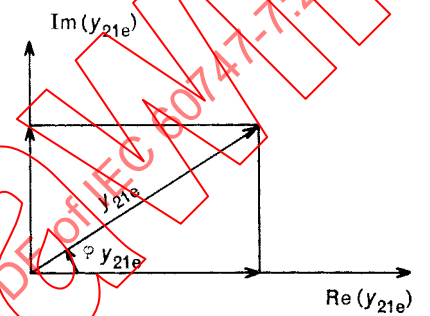
4.4.4.2 (suite)

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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}	$h_{22e} = \text{Re}(h_{22e}) + j\omega C_{22eo}$ $h_{22b} = \text{Re}(h_{22b}) + j\omega C_{22bo}$
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 $y_{11e} = \frac{1}{h_{11e}}$ $y_{11b} = \frac{I_e}{V_{eb}}$ 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 $V_{be} = \text{constante}$ $y_{12b} = \frac{I_e}{V_{cb}}$ avec $V_{eb} = \text{constante}$
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 $V_{ce} = \text{constante}$ $y_{21b} = \frac{I_c}{V_{eb}}$ 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 $V_{eb} = \text{constante}$

4.4.4.2 (continued)

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Output capacitance, input open-circuited to a.c.: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	C_{22eo} or C_{oeo} C_{22bo} or C_{obo}	$h_{22e} = \text{Re}(h_{22e}) + j\omega C_{22eo}$ $h_{22b} = \text{Re}(h_{22b}) + j\omega C_{22bo}$
Output capacitance, input short-circuited to a.c.: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	C_{22es} or C_{oes} C_{22bs} or C_{obs}	$y_{22e} = \text{Re}(y_{22e}) + j\omega C_{22es}$ $y_{22b} = \text{Re}(y_{22b}) + j\omega C_{22bs}$
Reverse transfer capacitance, input short-circuited to a.c.: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	C_{12es} or C_{res} 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 – in common-base configuration	y_{11e} or y_{ie} y_{11b} or y_{ib}	$y_{11e} = \frac{I_b}{V_{be}}$ with $V_{ce} = \text{constant}$ and $y_{11e} = \frac{1}{h_{11e}}$ $y_{11b} = \frac{I_e}{V_{eb}}$ 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 – in common-base configuration	y_{12e} or y_{re} y_{12b} or y_{rb}	$y_{12e} = \frac{I_b}{V_{ce}}$ with $V_{be} = \text{constant}$ $y_{12b} = \frac{I_e}{V_{cb}}$ with $V_{eb} = \text{constant}$
Small-signal value of the short-circuit forward transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	y_{21e} or y_{fe} y_{21b} or y_{fb}	$y_{21e} = \frac{I_c}{V_{be}}$ with $V_{ce} = \text{constant}$ $y_{21b} = \frac{I_c}{V_{eb}}$ with $V_{cb} = \text{constant}$
Small-signal value of the short-circuit output admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	y_{22e} or y_{oe} y_{22b} or y_{ob}	$y_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}}$ with $V_{be} = \text{constant}$ $y_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}}$ with $V_{eb} = \text{constant}$

4.4.4.2 (suite)

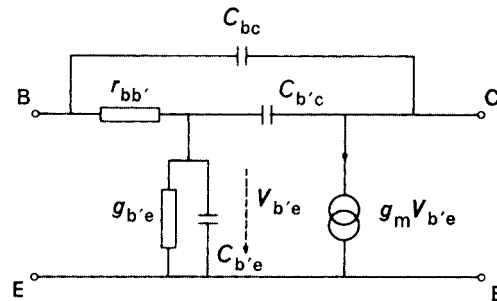
Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Module de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit: – en montage émetteur commun – en montage base commune	$ y_{12e} $ ou $ y_{re} $ $ y_{12b} $ ou $ y_{rb} $	
Phase de l'admittance de transfert inverse, entrée en court-circuit: – en montage émetteur commun – en montage base commune	φ_{y12e} ou φ_{yre} φ_{y12b} ou φ_{yrb}	
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	φ_{y21e} ou φ_{yfe} φ_{y21b} ou φ_{yfb}	
Coefficient de réflexion d'entrée: – en montage émetteur commun – en montage base commune – en montage collecteur commun	S_{11e} ou S_{ie} S_{11b} ou S_{ib} S_{11c} ou S_{ic}	
Coefficient de réflexion de sortie: – en montage émetteur commun – en montage base commune – en montage collecteur commun	S_{22e} ou S_{oe} S_{22b} ou S_{ob} S_{22c} ou S_{oc}	
Coefficient de transmission direct: – en montage émetteur commun – en montage base commune – en montage collecteur commun	S_{21e} ou S_{fe} S_{21b} ou S_{fb} S_{21c} ou S_{fc}	
Coefficient de transmission inverse: – en montage émetteur commun – en montage base commune – en montage collecteur commun	S_{12e} ou S_{re} S_{12b} ou S_{rb} S_{12c} ou S_{rc}	

4.4.4.2 (continued)

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Modulus of the short-circuit reverse transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	$ y_{12e} $ or $ y_{re} $ $ y_{12b} $ or $ y_{rb} $	
Phase of the short-circuit reverse transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	φ_{y12e} or φ_{yre} φ_{y12b} or φ_{yrb}	
Modulus of the short-circuit forward transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	$ y_{21e} $ or $ y_{fe} $ $ y_{21b} $ or $ y_{fb} $	
Phase of the short-circuit forward transfer admittance: – in common-emitter configuration – in common-base configuration	φ_{y21e} or φ_{yle} φ_{y21b} or φ_{yrb}	
Input reflection coefficient: – in common-emitter configuration – in common-base configuration – in common-collector configuration	S_{11e} or S_{ie} S_{11b} or S_{ib} S_{11c} or S_{ic}	
Output reflection coefficient: – in common-emitter configuration – in common-base configuration – in common-collector configuration	S_{22e} or S_{oe} S_{22b} or S_{ob} S_{22c} or S_{oc}	
Forward transmission coefficient: – in common-emitter configuration – in common-base configuration – in common-collector configuration	S_{21e} or S_{fe} S_{21b} or S_{fb} S_{21c} or S_{fc}	
Reverse transmission coefficient: – in common-emitter configuration – in common-base configuration – in common-collector configuration	S_{12e} or S_{re} S_{12b} or S_{rb} S_{12c} or S_{rc}	

4.4.4.3 Paramètres du circuit équivalent hybride en π modifié

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



IEC 2324/2000

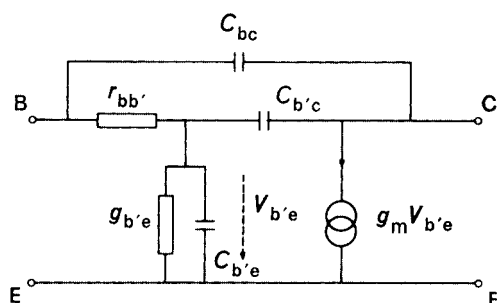
Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Résistance intrinsèque de base	$r_{bb'}$	
Conductance base intrinsèque-émetteur	$g_{b'e}$	
Capacité base intrinsèque-émetteur	$C_{b'e}$	
Capacité base intrinsèque-collecteur	$C_{b'c}$	
Transconductance intrinsèque	g_m	
Capacité base-collecteur	C_{bc}	

4.4.5 Paramètres de fréquence

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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_1	$f_1 = f$ pour $ h_{21e} = 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_{1se}	$f_{se} = f$ pour $ s_{21e} = 1$
– en montage base commune	f_{sb}, f_{1sb}	$f_{sb} = f$ pour $ s_{21b} = 1$
– en montage collecteur commun	f_{sc}, f_{1sc}	$f_{sc} = f$ pour $ s_{21c} = 1$

4.4.4.3 Modified hybrid π equivalent circuit parameters

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



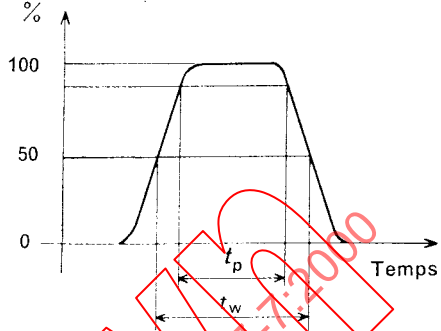
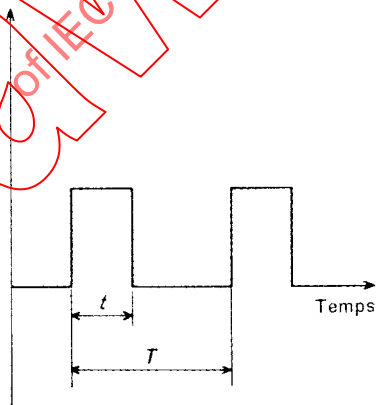
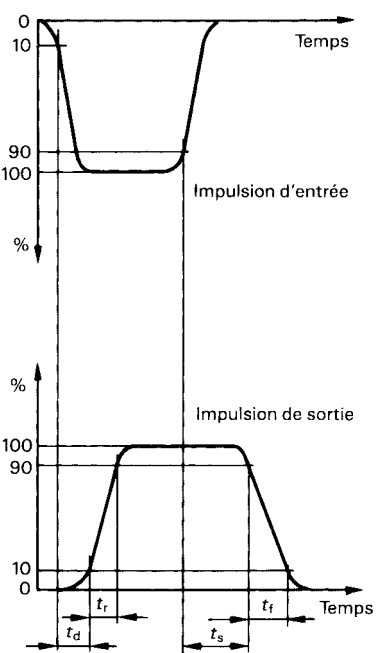
IEC 2324/2000

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}	

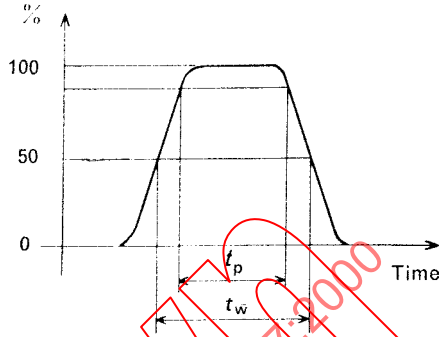
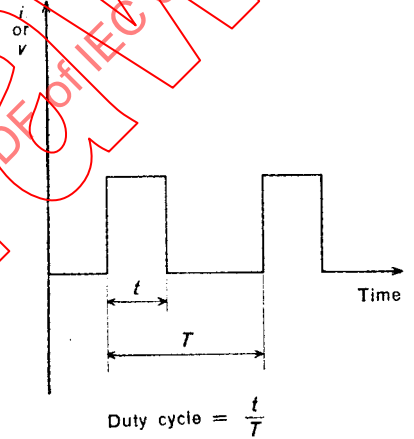
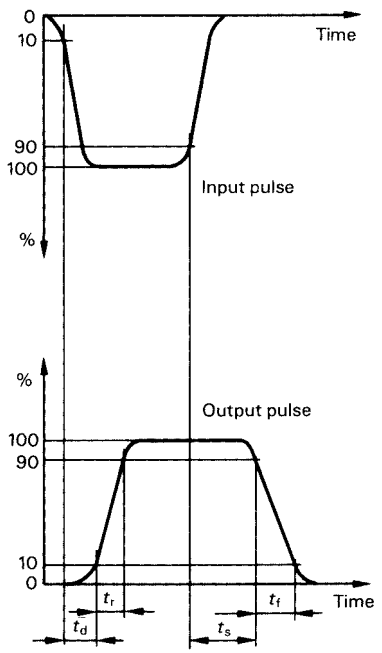
4.4.5 Frequency parameters

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Cut-off frequency:		
– in common-emitter configuration	f_{h21e} or f_{hfe}	
– in common-base configuration	f_{h21b} or f_{hfb}	
– in common-collector configuration	f_{h21c} or f_{hfc}	
Frequency of unity current transfer ratio	f_1	$f_1 = f$ 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_{1se}	$f_{se} = f$ for $ s_{21e} = 1$
– in common-base configuration	f_{sb}, f_{1sb}	$f_{sb} = f$ for $ s_{21b} = 1$
– in common-collector configuration	f_{sc}, f_{1sc}	$f_{sc} = f$ for $ s_{21c} = 1$

4.4.6 Paramètres de commutation

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Durée moyenne d'une impulsion	t_w	
Durée d'une impulsion	t_p	
Facteur d'utilisation	D, δ	 Facteur d'utilisation = $\frac{t}{T}$
Retard à la croissance	t_d	
Temps de croissance	t_r	
Retard à la décroissance	t_s	
Temps de décroissance	t_f	

4.4.6 Switching parameters

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Pulse average time	t_w	
Pulse time	t_p	
Duty cycle	D, α	 Duty cycle = $\frac{t}{T}$
Delay time	t_d	
Rise time	t_r	
Carrier storage time	t_s	
Fall time	t_f	

4.4.6 (suite)

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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 – valeur pour de grands signaux	r_{cesat} r_{CEsat}	

4.4.7 Grandeurs diverses

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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	η	
Efficacité du collecteur	η_c	

4.4.6 (continued)

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Turn-on time	t_{on}	$t_d + t_f$
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 – large-signal value	r_{cesat} r_{CEsat}	

4.4.7 Sundry quantities

Name and designation	Letter symbol	Remarks
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_i	
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	η	
Collector efficiency	η_c	

4.4.8 Paramètres relatifs au circuit externe

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
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	
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	

4.4.9 Transistors bipolaires appariés

Nom et désignation	Symbole littéral	Observations
Rapport des valeurs statiques des rapports de transfert direct du courant en émetteur commun	h_{FE1}/h_{FE2} 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}$	

5 Valeurs limites et caractéristiques essentielles

5.1 Transistors pour signaux de faible puissance (à l'exclusion des applications en commutation)

5.1.1 Généralités

5.1.1.1 Gamme d'application

Les paragraphes suivants donnent les exigences applicables aux transistors pour signaux de faible puissance fonctionnant soit en haute fréquence, soit en basse fréquence.

5.1.1.2 Méthodes de spécification

Il convient que les transistors pour signaux de faible puissance soient spécifiés comme dispositifs à température ambiante spécifiée ou à température de boîtier spécifiée.

5.1.1.3 Températures recommandées

Plusieurs des valeurs limites et des caractéristiques doivent être indiquées pour une température de 25 °C et pour une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée sera choisie par le fabricant dans la liste donnée à l'article 5 de la CEI 60747-1, chapitre VI.

4.4.8 External circuit parameters

Name and designation	Letter symbol	Remarks
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	
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	

4.4.9 Matched-pair bipolar transistors

Name and designation	Letter symbol	Remarks
Ratio of static values of common-emitter forward current transfer ratio	$\frac{h_{FE1}}{h_{FE2}}$ $\frac{h_{21E1}}{h_{21E2}}$	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}$	

5 Essential ratings and characteristics

5.1 Low-power signal transistors (excluding switching applications)

5.1.1 General

5.1.1.1 Range of application

The following subclauses give the requirements applicable to low-power signal transistors applicable for operation at either high or low frequencies.

5.1.1.2 Rating methods

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

5.1.1.3 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 clause 5 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.1.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes doivent être indiquées.

5.1.2.1 Températures

5.1.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement, température ambiante ou de boîtier (T_{amb} ou T_{case})

5.1.2.1.2 Domaine de températures de stockage (T_{stg})

5.1.2.2 Tensions et courants

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

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

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

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

5.1.2.2.4 Courant maximal du collecteur (I_{C})

5.1.2.2.5 Courant maximal de l'émetteur (s'il y a lieu) (I_{E})

5.1.2.2.6 Courant maximal de la base (s'il y a lieu) (I_{B})

5.1.2.3 Dissipation de puissance

Dissipation de puissance totale 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 la jonction et valeur maximale de la dissipation de puissance.

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

5.1.3 Caractéristiques

5.1.3.1 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 donnée à l'article 6 de CEI 60747-1, chapitre VI.

5.1.2 Ratings (limiting values)

The following ratings shall be stated.

5.1.2.1 Temperatures

5.1.2.1.1 Range of operating temperatures, ambient or case (T_{amb} or T_{case})

5.1.2.1.2 Range of storage temperatures (T_{stg})

5.1.2.2 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.

5.1.2.2.1 Maximum collector-base voltage with zero emitter current (V_{CBO})

5.1.2.2.2 Maximum collector-emitter voltage with zero base current (V_{CEO})

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

5.1.2.2.4 Maximum collector current (I_{C})

5.1.2.2.5 Maximum emitter current (where appropriate) (I_{E})

5.1.2.2.6 Maximum base current (where appropriate) (I_{B})

5.1.2.3 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.

5.1.3 Characteristics

5.1.3.1 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 clause 6 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.1.3.2 Courant résiduel collecteur-base (I_{CBO})

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

5.1.3.2.2 Valeur maximale pour une tension collecteur-base spécifiée, à une température de fonctionnement élevée et pour une puissance dissipée presque nulle. La température doit être choisie dans la liste donnée à l'article 5 de la CEI 60747-1, chapitre VI.

5.1.3.3 Courant résiduel émetteur-base (I_{EBO})

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

5.1.3.4 Tension de saturation collecteur-émetteur (V_{CEsat})

Valeur maximale ou, s'il y a lieu, valeur typique (voir 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}

5.1.3.5 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

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

Valeur minimale et, s'il y a lieu, valeur maximale (voir 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.

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

Les paramètres h suivants doivent être indiqués pour une température de 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 pour le courant 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 pour le courant alternatif (s'il y a lieu)

valeurs minimale et maximale

h_{22e} ou h_{oe} = conductance de sortie, l'entrée étant en circuit ouvert pour le courant alternatif (s'il y a lieu)

valeur maximale

5.1.3.2 Collector-base cut-off current (reverse current) (I_{CBO})

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

5.1.3.2.2 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 clause 5 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.1.3.3 Emitter-base cut-off current (reverse current) (I_{EBO})

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

5.1.3.4 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.

5.1.3.5 Base-emitter voltage (V_{BE})

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

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

Minimum value and, where appropriate, maximum value (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.

5.1.3.7 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

5.1.3.8 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 un taux approximatif 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.

5.1.3.9 Capacité de sortie (C_{22b} ou C_{ob})

NOTE Pour les transistors haute fréquence, on peut remplacer la capacité C_{22b} 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 pour une température de 25 °C seulement.

5.1.3.9.1 Transistor à trois 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.

5.1.3.9.2 Transistor à quatre 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 quatrième borne doit être indiqué.

5.1.3.10 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.

5.1.3.11 Paramètres haute fréquence (pour transistors haute fréquence)

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

Ces paramètres doivent être indiqués pour une température de 25 °C seulement.

5.1.3.11.1 Applications d'usage général

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

5.1.3.8 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 2 to 10.

5.1.3.9 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 for a temperature of 25 °C only.

5.1.3.9.1 Three-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.

5.1.3.9.2 Four-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.

5.1.3.10 Noise factor (where appropriate)

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

5.1.3.11 High-frequency parameters (for high-frequency transistors)

In this subclause, 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 MHz-30 MHz.

These parameters shall be stated for a temperature of 25 °C only.

5.1.3.11.1 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.

Les paramètres doivent être spécifiés comme suit:

- valeur minimale de la partie réelle de l'impédance d'entrée, en montage émetteur commun, sortie en court-circuit, $\text{Re}(h_{11e})$, pour des valeurs spécifiées de I_C et 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 et 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 5.1.3.8);
- valeur maximale de la capacité de sortie C_{22b} .

Ce paramètre doit être spécifié de la même manière que celle indiquée en 5.1.3.9.

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

Les quatre valeurs caractéristiques:

$\text{Re}(h_{11e})$ 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:

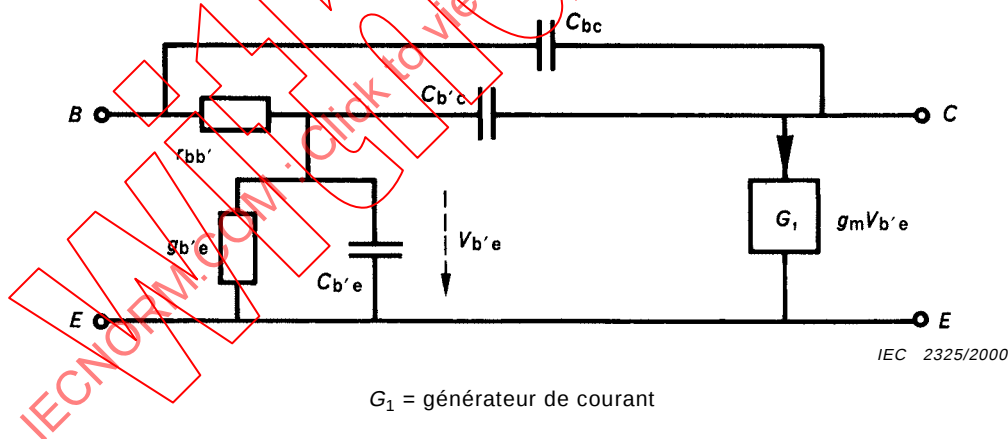


Figure 4 – Circuit équivalent

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

a) $r_{bb'} = \text{Re}(h_{11e})$ à la fréquence élevée f_{h1}

b) $g_{b'e} = \frac{qI_E}{kT} (1 - |h_{21bo}|)$

où h_{21bo} est le rapport de transfert direct du courant, en petits signaux, en montage base commune et en basse fréquence

The parameters should be specified as follows:

- minimum value of the 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 5.1.3.8);
- maximum value of the output capacitance C_{22b} .

This parameter shall be specified in the same way as in 5.1.3.9.

Explanatory note concerning the relationship between the set of high-frequency parameters and the parameters of the modified hybrid π 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:

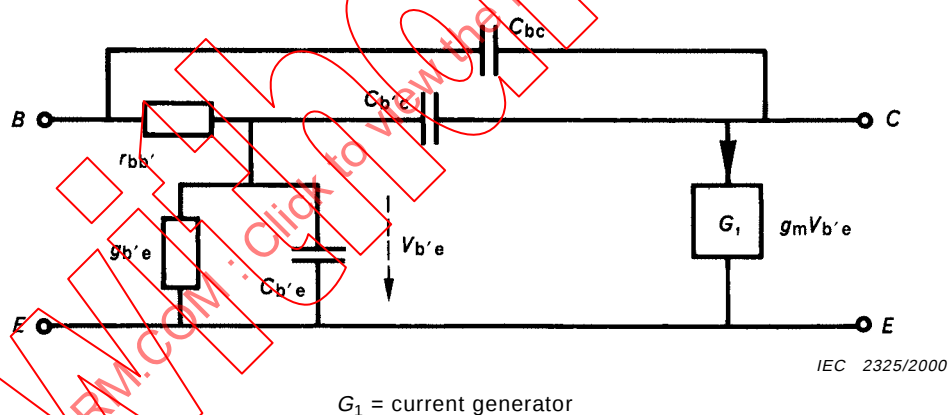


Figure 4 – Equivalent circuit

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

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

b) $g_{b'e} = \frac{qI_E}{kT} (1 - |h_{21b0}|)$

where h_{21b0} is the small-signal forward current transfer ratio, in the common-base configuration and at a low frequency

$$c) \quad C_{b'e} = \frac{q/E}{kT} \cdot \frac{1}{2\pi f_T}$$

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

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

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

$$f) \quad g_m = \frac{q/E}{kT}$$

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 en 6.1.11.3.2).

5.1.3.11.2 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 montage.

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

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

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

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

$$f) \quad g_m = \frac{qI_E}{kT}$$

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 in the above formulae. (The values used in the above formulae are defined in 6.1.11.3.2).

5.1.3.11.2 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 $50\ \Omega$ et dans la configuration recommandée, pour des conditions spécifiées de polarisation, de température ($25\ ^\circ\text{C}$) 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 recommandée. En outre, des courbes peuvent être incluses dans la rubrique «Données d'applications».

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

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

Valeur minimale du rapport h_{FE1}/h_{FE2} , ou h_{FE1} et h_{FE2} sont les valeurs statiques du rapport de transfert direct du courant en émetteur commun de chaque transistor, 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.

5.1.3.12.2 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.

5.1.3.12.3 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 en 5.1.3.12.2) entre deux températures spécifiées, pour une même tension (V_{CE}) et un même courant (I_C) spécifiés.

5.1.4 Données d'application

A l'étude.

5.2 Transistors de puissance (à l'exclusion des applications en commutation et en haute fréquence)

5.2.1 Généralités

5.2.1.1 Gamme d'application

Les paragraphes suivants donnent les exigences applicables aux transistors de puissance (à l'exclusion des applications en commutation et en haute fréquence).

b) *s* parameters

As an alternative to the *y* parameters, the following *s* parameters may be given in a complex form. They shall be stated with reference to a resistive load of 50 Ω 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".

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

5.1.3.12.1 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.

5.1.3.12.2 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).

5.1.3.12.3 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 5.1.3.12.2) between two specified temperatures, at specified voltage (V_{CE}) and current (I_C).

5.1.4 Application data

Under consideration.

5.2 Power transistors (excluding switching and high-frequency applications)

5.2.1 General

5.2.1.1 Range of application

The following subclauses give the requirements applicable to power transistors (excluding switching and high-frequency applications).

5.2.1.2 Méthodes de spécification

Il convient que les transistors de puissance soient spécifiés soit comme dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme dispositifs à température de boîtier spécifiée, soit pour les deux conditions à la fois, s'il y a lieu.

5.2.1.3 Températures recommandées

Plusieurs des valeurs limites et des caractéristiques doivent être indiquées pour une température de 25 °C et pour une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée sera choisie par le fabricant dans la liste donnée à l'article 5 de la CEI 60747-1, chapitre VI.

5.2.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes doivent être indiquées.

5.2.2.1 Températures

5.2.2.1.1 Domaine de températures de fonctionnement, température ambiante ou de boîtier (T_{amb} ou T_{case})

5.2.2.1.2 Domaine de températures de stockage (T_{sto})

5.2.2.2 Tensions et courants

Les valeurs limites de tensions et de 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.

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

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

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

5.2.2.2.4 Courant maximal du collecteur (I_C)

5.2.2.2.5 Courant maximal de l'émetteur (s'il y a lieu) (I_E)

5.2.2.2.6 Courant maximal de la base (I_B)

5.2.2.3 Dissipation de puissance

Dissipation de puissance totale 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 la jonction et valeur maximale de la dissipation de puissance.

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

5.2.1.2 Rating methods

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

5.2.1.3 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 clause 5 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.2 Ratings (limiting values)

The following ratings should be stated.

5.2.2.1 Temperatures

5.2.2.1.1 Range of operating temperatures, ambient or case (T_{amb} or T_{case})

5.2.2.1.2 Range of storage temperatures (T_{stg})

5.2.2.2 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.

5.2.2.2.1 Maximum collector-base voltage with zero emitter current (V_{CBO})

5.2.2.2.2 Maximum collector-emitter voltage with zero base current (V_{CEO})

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

5.2.2.2.4 Maximum collector current (I_{C})

5.2.2.2.5 Maximum emitter current (where appropriate) (I_{E})

5.2.2.2.6 Maximum base current (I_{B})

5.2.2.3 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.

5.2.3 Caractéristiques

5.2.3.1 Généralités

Les valeurs doivent être indiquées à une tension et/ou à un courant choisis dans la liste de l'article 6 de la CEI 60747-0, chapitre VI.

5.2.3.2 Courant résiduel collecteur-base (I_{CBO})

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

5.2.3.2.2 Valeur maximale pour une tension collecteur-base spécifiée, pour une température de fonctionnement élevée et pour une dissipation de puissance approximativement nulle. La température doit être choisie dans la liste donnée à l'article 5 de la CEI 60747-1, chapitre VI.

5.2.3.3 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

5.2.3.4 Tension de saturation collecteur-émetteur (V_{CEsat})

Valeur maximale à 25 °C, pour une valeur élevée spécifiée du courant collecteur et un courant de base spécifié

5.2.3.5 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 spécifiée de la tension collecteur-émetteur et une valeur élevée spécifiée soit du courant émetteur, soit du courant 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.

5.2.3.6 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,

soit:

valeurs typique et minimale de $|h_{21e}|$ à une fréquence spécifiée dans la gamme où $|h_{21e}|$ décroît à raison de 6 dB/octave approximativement 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, 5×10^n Hz et être telle que $|h_{21e}|$ soit dans la gamme de 2 à 10.

5.2.3.7 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

5.2.3 Characteristics

5.2.3.1 General

The values shall be stated at one of the voltages and/or currents taken from the list in clause 6 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.2.3.2 Collector-base cut-off current (reverse current) (I_{CBO})

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

5.2.3.2.2 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 clause 5 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.2.3.3 Base-emitter forward voltage (V_{BE})

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

5.2.3.4 Collector-emitter saturation voltage (V_{CESat})

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

5.2.3.5 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.

5.2.3.6 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 or collector-emitter voltage.

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

5.2.3.7 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

5.2.4 Données d'applications

A l'étude.

5.3 Transistors de puissance haute fréquence pour applications en amplificateurs et en oscillateurs

5.3.1 Type

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

5.3.2 Matériau du semiconducteur

Germanium, silicium, etc.

5.3.3 Polarité

PNP/NPN

5.3.4 Encombrement

5.3.4.1 Référence CEI

(On peut ajouter les références nationales.)

5.3.4.2 Matériau constituant le boîtier

5.3.4.3 Identification des sorties et indication d'une connexion quelconque entre une borne et le boîtier

5.3.5 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.

5.3.5.1 Températures minimale et maximale de fonctionnement du boîtier (T_{case})

5.3.5.2 Températures de stockage minimale et maximale (T_{stg})

5.3.5.3 Une au moins des grandeurs suivantes sera spécifiée. On recommande d'indiquer V_{CB} en première priorité.

5.3.5.3.1 Tension maximale collecteur-base (V_{CB})

5.3.5.3.2 Tension maximale collecteur-émetteur, avec application d'une tension inverse de base spécifiée (V_{CEX})

5.3.5.3.3 Tension maximale collecteur-émetteur, la base étant court-circuitée à l'émetteur (V_{CES})

5.3.5.4 Tension maximale collecteur-émetteur, la base étant en circuit ouvert (V_{CEO})

et/ou

tension maximale collecteur-émetteur, avec résistance extérieure spécifiée (V_{CER})

5.2.4 Application data

Under consideration.

5.3 High-frequency power transistors for amplifier and oscillator applications

5.3.1 Type

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

5.3.2 Semiconductor material

Germanium, silicon, etc.

5.3.3 Polarity

PNP/NPN

5.3.4 Outline

5.3.4.1 IEC reference

(National references may be added.)

5.3.4.2 Case material

5.3.4.3 Terminal identification and indication of any connection between a terminal and the case

5.3.5 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.

5.3.5.1 Minimum and maximum case operating temperatures (T_{case})

5.3.5.2 Minimum and maximum storage temperatures (T_{stg})

5.3.5.3 At least one of the following should be specified. It is recommended that V_{CB} should be stated as a first priority.

5.3.5.3.1 Maximum collector-base voltage (V_{CB})

5.3.5.3.2 Maximum collector-emitter voltage with specified reverse base voltage (V_{CEX})

5.3.5.3.3 Maximum collector-emitter voltage with the base short-circuited to the emitter (V_{CES})

5.3.5.4 Maximum collector-emitter voltage with the base open-circuited (V_{CEO})

and/or

maximum collector-emitter voltage with the specified external resistance (V_{CER})

5.3.5.5 Tension inverse maximale émetteur-base (V_{EB})

5.3.5.6 Soit:

courant collecteur maximal (valeur continue ou moyenne) (I_C ou $I_{C(AV)}$)

soit:

courant émetteur maximal (valeur continue ou moyenne) (I_E ou $I_{E(AV)}$)

5.3.5.7 Soit:

courant collecteur de pointe maximal (I_{CM})

soit:

courant émetteur de pointe maximal (I_{EM})

5.3.5.8 Courant de base maximal (valeur continue ou moyenne) (I_B ou $I_{B(AV)}$)

5.3.5.9 Dissipation de puissance

5.3.5.9.1 Dissipation de puissance totale maximale en fonction de la température du boîtier (P_{tot}), ou

5.3.5.9.2 Température de jonction virtuelle (équivalente) maximale et dissipation de puissance totale maximale (T_{vj}) et P_{tot})

5.3.5.10 S'il y a lieu, aire de fonctionnement de sécurité (par exemple courbes de I_C en fonction de V_{CE}) en continu et en impulsions

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

5.3.6 Caractéristiques

Référence	Caractéristiques	Conditions à $T_{case} = 25\text{ °C}$, sauf indication contraire	Note	Symbole	Exigences	
5.3.6.1	Valeur statique du rapport de transfert direct du courant en émetteur commun	V_{CE} spécifiée, I_C spécifié (valeur typique), en continu ou en impulsions selon spécification		h_{21E}	min.	max.
5.3.6.2	S'il y a lieu, valeur statique du rapport de transfert direct du courant en émetteur commun	V_{CE} = faible valeur spécifiée, I_C = forte valeur spécifiée, en continu ou en impulsions selon spécification		h_{21E}	min.	–
5.3.6.3	Fréquence de transition ou: module du coefficient de transmission direct	V_{CE} , I_C et f spécifiés V_{CE} , I_C , f , impédances de source et de charge (de préférence 50 Ω) spécifiées		f_T $ S_{21e} $	min.	max.* min.
5.3.6.4	Courants résiduels					
5.3.6.4.1	De préférence, courant résiduel collecteur-base ou bien courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CB} spécifiée, de préférence valeur maximale Emetteur en circuit ouvert V_{CEX} spécifiée, de préférence valeur maximale, V_{BE} spécifiée		I_{CBO} I_{CEX}	–	max. max.
5.3.6.4.2	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CER} spécifiée, de préférence valeur maximale. Résistance base-émetteur spécifiée		I_{CER}	–	max.
5.3.6.4.3	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CES} spécifiée, de préférence valeur maximale. Base court-circuitée à l'émetteur		I_{CES}	–	max.

5.3.5.5 Maximum emitter-base reverse voltage (V_{EB})**5.3.5.6** Either:

maximum collector current (d.c. or mean value) (I_C or $I_{C(AV)}$)

or:

maximum emitter current (d.c. or mean value) (I_E or $I_{E(AV)}$)

5.3.5.7 Either:

maximum peak collector current (I_{CM})

or:

maximum peak emitter current (I_{EM})

5.3.5.8 Maximum base current (d.c. or mean value) (I_B or $I_{B(AV)}$)**5.3.5.9** Power dissipation**5.3.5.9.1** Maximum total power dissipation as a function of case temperature (P_{tot}), or**5.3.5.9.2** Maximum virtual (equivalent) junction temperature and maximum total power dissipation (T_{vj} and P_{tot})**5.3.5.10** Where appropriate, safe operation area (e.g. curves I_C versus V_{CE}) d.c. and pulse**5.3.5.11** Where appropriate, capability of sustaining a mismatch under specified conditions**5.3.6 Characteristics**

Reference	Characteristics	Conditions at $T_{case} = 25\text{ °C}$, unless otherwise stated	Note	Symbol	Requirements	
5.3.6.1	Static value of common-emitter forward current transfer ratio	V_{CE} specified, I_C specified (typical value), d.c. or pulse as specified		h_{21E}	min.	max.
5.3.6.2	Where appropriate, static value of common-emitter forward current transfer ratio	V_{CE} = specified low value, I_C = specified high value, d.c. or pulse as specified		h_{21E}	min.	–
5.3.6.3	Transition frequency or: modulus of the forward transmission coefficient	V_{CE} , I_C and f specified V_{CE} , I_C , f , source and load impedances (preferably 50 Ω) specified		f_T $ S_{21e} $	min.	max.*
5.3.6.4	Cut-off currents					
5.3.6.4.1	Preferably, collector-base cut-off current or otherwise collector-emitter cut-off current	V_{CB} specified, preferably maximum value Emitter open-circuited V_{CEX} specified, preferably maximum value, V_{BE} specified		I_{CBO} I_{CEX}	–	max.
5.3.6.4.2	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	V_{CER} specified, preferably maximum value. Specified base-emitter resistance		I_{CER}	–	max.
5.3.6.4.3	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	V_{CES} specified, preferably maximum value. Base short-circuited to emitter		I_{CES}	–	max.

5.3.6 (suite)

Référence	Caractéristiques	Conditions à $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, sauf indication contraire	Note	Symbole	Exigences	
5.3.6.4.4	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CEO} spécifiée, de préférence valeur maximale. Base en circuit ouvert		I_{CEO}	–	max.
5.3.6.5	Courants résiduels à haute température					
5.3.6.5.1	De préférence, courant résiduel collecteur-base	V_{CB} spécifiée, de préférence comprise entre 65 % et 85 % de la valeur maximale V_{CB} T_{case} spécifiée, de préférence élevée		I_{CBO}	–	max.
	ou bien courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CE} spécifiée, de préférence comprise entre 65 % et 85 % de la valeur maximale V_{CEX} V_{BE} spécifiée, T_{case} spécifiée, de préférence élevée		I_{CEX}	–	max.
5.3.6.5.2	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CE} spécifiée, de préférence comprise entre 65 % et 85 % de la valeur maximale V_{CER} spécifiée. T_{case} spécifiée, de préférence élevée		I_{CER}	–	max.
5.3.6.5.3	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CE} spécifiée, de préférence comprise entre 65 % et 85 % de la valeur maximale V_{CES} T_{case} spécifiée, de préférence élevée		I_{CES}	–	max.
5.3.6.5.4	S'il y a lieu, courant résiduel collecteur-émetteur	V_{CE} spécifiée, de préférence comprise entre 65 % et 85 % de la valeur maximale V_{CEO} T_{case} spécifiée, de préférence élevée		I_{CEO}	–	max.
5.3.6.6	Tension de saturation collecteur-émetteur	I_{C} = forte valeur spécifiée, I_{B} spécifié, en continu ou en impulsions selon spécification		V_{CESat}	–	max.
5.3.6.7	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_{out}	min.	–
	soit: gain en puissance	Mêmes conditions que pour la puissance de sortie		G_p	min.	–
5.3.6.8	S'il y a lieu, rendement global	Mêmes conditions que pour la puissance de sortie	1	η_{tot}	min.	–
	ou bien rendement collecteur	Mêmes conditions que pour la puissance de sortie	1	η_c	min.	–
5.3.6.9	Capacités:					
5.3.6.9.1	Capacité de sortie	V_{CB} et f spécifiées, $I_{\text{E}} = 0$		C_{22b}	–	max.
5.3.6.9.2	S'il y a lieu, capacité d'entrée	V_{EB} et f spécifiées, $I_{\text{C}} = 0$		C_{11b}	–	max.
5.3.6.9.3	S'il y a lieu, capacité de transfert inverse	V_{CE} et f spécifiées, $I_{\text{B}} = 0$		C_{12e}	–	max.
5.3.6.10	S'il y a lieu, facteur d'inter-modulation ou tout autre critère de linéarité	Conditions à spécifier			min.*	max.*
5.3.6.11	Résistance thermique (jonction-boîtier)	Conditions à spécifier		$R_{\text{th(j-case)}}$	–	max.

* S'il y a lieu.

NOTE $\eta_{\text{tot}} = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}} + P_{\text{(d.c.)}}}$ $\eta_c = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{C(d.c.)}}}$

5.3.6 (continued)

Reference	Characteristics	Conditions at $T_{\text{case}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise stated	Note	Symbol	Requirements	
5.3.6.4.4	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	V_{CEO} specified, preferably maximum value. Base open-circuited		I_{CEO}	—	max.
5.3.6.5	Cut-off currents at high temperature					
5.3.6.5.1	Preferably, collector-base cut-off current	V_{CB} specified, preferably between 65 % and 85 % of maximum value V_{CB} T_{case} specified, preferably high value		I_{CBO}	—	max.
	or otherwise collector-emitter cut-off current	V_{CE} specified, preferably between 65 % and 85 % of maximum value V_{CEX} V_{BE} specified, T_{case} specified, preferably high value		I_{CEX}	—	max.
5.3.6.5.2	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	V_{CE} specified, preferably between 65 % and 85 % of maximum value V_{CER} . T_{case} specified, preferably high value		I_{CER}	—	max.
5.3.6.5.3	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	V_{CE} specified, preferably between 65 % and 85 % of maximum value V_{CES} . T_{case} specified, preferably high value		I_{CES}	—	max.
5.3.6.5.4	Where appropriate, collector-emitter cut-off current	V_{CE} specified, preferably between 65 % and 85 % of maximum value V_{CEO} . T_{case} specified, preferably high value		I_{CEO}	—	max.
5.3.6.6	Collector-emitter saturation voltage	I_{C} = specified high value, I_{B} specified, d.c. or pulse as specified.		V_{CESat}	—	max.
5.3.6.7	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_{out}	min.	—
	or: power gain	Same conditions as for output power		G_{p}	min.	—
5.3.6.8	Where appropriate, overall efficiency	Same conditions as for output power	1	η_{tot}	min.	—
	alternatively, collector efficiency	Same conditions as for output power	1	η_{c}	min.	—
5.3.6.9	Capacitances:					
5.3.6.9.1	Output capacitance	V_{CB} and f specified, $I_{\text{E}} = 0$		$C_{22\text{b}}$	—	max.
5.3.6.9.2	Where appropriate, input capacitance	V_{EB} and f specified, $I_{\text{C}} = 0$		$C_{11\text{b}}$	—	max.
5.3.6.9.3	Where appropriate, reverse transfer capacitance	V_{CE} and f specified, $I_{\text{B}} = 0$		$C_{12\text{e}}$	—	max.
5.3.6.10	Where appropriate, inter-modulation factor or other linearity criterion	Conditions to be specified			min.*	max.*
5.3.6.11	Thermal resistance (junction to case)	Conditions to be specified		$R_{\text{th(j-case)}}$	—	max.

* Where appropriate.

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

5.3.7 Informations supplémentaires

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

5.3.7.2 Couple de montage (s'il y a lieu)

5.3.8 Informations relatives à l'environnement et/ou à l'endurance

A l'étude.

5.4 Transistors de commutation

5.4.1 Généralités

5.4.1.1 Gamme d'application

Les paragraphes suivants donnent les exigences applicables aux transistors destinés aux applications en commutation.

5.4.1.2 Méthodes de spécification

Il convient que les transistors de commutation soient spécifiés soit comme dispositifs à température ambiante spécifiée, soit comme dispositifs à température de boîtier spécifiée, soit pour les deux conditions, s'il y a lieu.

5.4.1.3 Températures recommandées

Nombre de valeurs limites et de caractéristiques doivent être indiquées pour une température de 25 °C et pour une autre température spécifiée. Sauf indication contraire, cette autre température spécifiée sera choisie par le fabricant dans la liste donnée à l'article 5 de la CEI 60747-1, chapitre VI.

5.4.2 Valeurs limites

Les valeurs limites suivantes doivent être indiquées.

5.4.2.1 Températures

5.4.2.1.1 Gamme de températures de fonctionnement, température ambiante ou de boîtier (T_{amb} ou T_{case})

5.4.2.1.2 Gamme de températures de stockage (T_{stg})

5.4.2.2 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.

5.4.2.2.1 Courant de collecteur permanent maximal (I_C)

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

5.4.2.2.3 Courant de base permanent maximal (I_B)

5.3.7 Supplementary information

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

5.3.7.2 Mounting torque (where appropriate)

5.3.8 Environmental and/or endurance test information

Under consideration.

5.4 Switching transistors

5.4.1 General

5.4.1.1 Range of application

The following subclauses give the requirements applicable to transistors intended for switching applications.

5.4.1.2 Rating methods

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

5.4.1.3 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 clause 5 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.4.2 Ratings (limiting values)

The following ratings shall be stated.

5.4.2.1 Temperatures

5.4.2.1.1 Range of operating temperatures, ambient or case (T_{amb} or T_{case})

5.4.2.1.2 Range of storage temperatures (T_{stg})

5.4.2.2 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.

5.4.2.2.1 Maximum continuous collector current (I_C)

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

5.4.2.2.3 Maximum continuous base current (I_B)

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

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

5.4.2.3 Tensions

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

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

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

5.4.2.3.4 Tension de maintien collecteur-émetteur (V_{CEXsus})

Valeur limite maximale au courant de collecteur spécifié et à la tension (inverse) base-émetteur spécifiée

5.4.2.4 Dissipation de puissance

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

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

5.4.2.5 Aires de sécurité de fonctionnement

5.4.2.5.1 Aire de sécurité de fonctionnement en polarisation directe (FBSOA)

Schéma montrant l'aire de courants de collecteur (I_C) et les tensions collecteur-émetteur (V_{CE}) que le transistor peut supporter simultanément sans être endommagé par la surcharge thermique ou par le premier ou le second claquage, en fonctionnement continu ou en impulsion

Conditions à spécifier:

- température de boîtier (T_{case})
- durée d'impulsion (t_p)
- facteur d'utilisation (δ)

5.4.2.5.2 Aire de sécurité de fonctionnement en polarisation inverse (RBSOA)

Schéma montrant l'aire de courants de collecteur (I_C) et les tensions collecteur-émetteur (V_{CE}) que le transistor peut supporter simultanément pendant une courte période lors de la coupure sans être endommagé

Conditions à spécifier:

- température de boîtier (T_{case})
- courant inverse de base (I_{B2})
- conditions dans le circuit de commande

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

5.4.2.2.5 Where appropriate, maximum emitter current, continuous and/or peak repetitive, under specified conditions (I_{E} , I_{ERM})

5.4.2.3 Voltages

5.4.2.3.1 Maximum collector-base voltage with zero emitter current (V_{CBO})

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

5.4.2.3.3 Maximum emitter-base voltage with zero collector current (V_{EBO})

5.4.2.3.4 Collector-emitter sustaining voltage (V_{CEXsus})

Maximum rated value at specified collector current and specified base-emitter (reverse) voltage

5.4.2.4 Power dissipation

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

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

5.4.2.5 Safe operating areas

5.4.2.5.1 Forward biased safe operating area (FBSOA)

Diagram showing the area of collector currents (I_{C}) and collector-emitter voltages (V_{CE}) which the transistor will sustain simultaneously without being damaged by thermal overload or by the first or second breakdown, for d.c. and pulse operation

Conditions to be specified:

- case temperature (T_{case})
- pulse time (t_{p})
- duty cycle (δ)

5.4.2.5.2 Reverse biased safe operating area (RBSOA)

Diagram showing the area of collector currents (I_{C}) and collector-emitter voltages (V_{CE}) which the transistor will sustain simultaneously for a short period of time during turn-off without being damaged

Conditions to be specified:

- case temperature (T_{case})
- reverse base current (I_{B2})
- conditions in the drive circuit

5.4.3 Caractéristiques

5.4.3.1 Généralités

Les valeurs seront indiquées de préférence à une des tensions et/ou à un des courants donnés à l'article 6 de la CEI 60747-1, chapitre VI.

5.4.3.2 Caractéristiques statiques

5.4.3.2.1 Courants résiduels

NOTE Il est recommandé de spécifier un ou plusieurs de ces courants.

5.4.3.2.1.1 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 comprise de préférence entre 65 % et 85 % de la valeur limite maximale de la tension collecteur-base, et avec l'émetteur en circuit ouvert

5.4.3.2.1.2 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

5.4.3.2.1.3 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 comprise de préférence entre 65 % et 85 % de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, la base étant court-circuitée à l'émetteur

5.4.3.2.1.4 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, comprise de préférence entre 65 % et 85 % de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur, la base étant en circuit ouvert

5.4.3.2.1.5 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 comprise de préférence entre 65 % et 85 % de la valeur limite maximale de la tension collecteur-émetteur et pour une résistance base-émetteur spécifiée

5.4.3 Characteristics

5.4.3.1 General

The values should be preferably stated at one of the voltages and/or currents given in clause 6 of IEC 60747-1, chapter VI.

5.4.3.2 Static characteristics

5.4.3.2.1 Cut-off currents

NOTE One or more of these currents should be stated.

5.4.3.2.1.1 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 the maximum rated collector-base voltage, and with the emitter open-circuited

5.4.3.2.1.2 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

5.4.3.2.1.3 Collector-emitter current (I_{CES})

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated value of the 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

5.4.3.2.1.4 Collector-emitter current (I_{CEO})

- Maximum value at 25 °C, preferably at the maximum rated value of the 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

5.4.3.2.1.5 Collector-emitter current (I_{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

5.4.3.2.1.6 Courant émetteur-base (I_{EB0})

- 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 température de fonctionnement et pour une tension émetteur-base spécifiée, et avec le collecteur en circuit ouvert

5.4.3.2.2 Courant résiduel (courant inverse) émetteur-base

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

5.4.3.2.3 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.

5.4.3.2.4 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

5.4.3.2.5 Tension de saturation base-émetteur (V_{BEsat})

Valeur maximale à 25 °C, pour des courants collecteur et base spécifiés, de préférence les mêmes qu'en 5.4.3.2.4.

5.4.3.3 Caractéristiques de commutation à 25 °C (voir 5.4.3.3.3, note 1)

5.4.3.3.1 Capacité de sortie (C_{22b})

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

5.4.3.3.2 Temps de commutation (voir 5.4.3.3.3, note 2)

5.4.3.3.2.1 Temps de croissance (t_r)

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

5.4.3.3.2.2 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

5.4.3.3.2.3 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})

5.4.3.3.2.4 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})

5.4.3.2.1.6 Emitter-base current (I_{EBO})

- Maximum value at 25 °C at a specified high value of the 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

5.4.3.2.2 Emitter-base cut-off current (reverse current)

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

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

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

5.4.3.2.4 Collector-emitter saturation voltage (V_{CEsat})

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

5.4.3.2.5 Base-emitter saturation voltage (V_{BEsat})

Maximum value at 25 °C, at specified collector and base currents, preferably the same as in 5.4.3.2.4

5.4.3.3 Switching characteristics at 25 °C (see 5.4.3.3.3, note 1)**5.4.3.3.1 Output capacitance (C_{22b})**

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

5.4.3.3.2 Switching times (see 5.4.3.3.3, note 2)**5.4.3.3.2.1 Rise time (t_r)**

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

5.4.3.3.2.2 Turn-on time (t_{on})

Maximum value, at nominal values of collector current (I_C), base forward current (I_{B1}) and base-emitter voltage (V_{BE}) prior to turn-on pulse

5.4.3.3.2.3 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})

5.4.3.3.2.4 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})

5.4.3.3.3 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 selon un taux approximatif de 6 dB/octave

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

NOTE 1 Il convient de spécifier les caractéristiques suivantes:

- a) C_{22b} (voir 5.4.3.3.1) et
- b) de préférence t_r , t_{on} , t_s , t_{off} (voir 5.4.3.3.2.1 à 5.4.3.3.2.4), ou
 t_r et t_s (voir 5.4.3.3.2.1 et 5.4.3.3.2.3), ou
 t_{on} et t_{off} (voir 5.4.3.3.2.2 et 5.4.3.3.2.4), ou
 t_s et f_T (voir 5.4.3.3.2.3 et 5.4.3.3.3).

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

5.4.3.4 Caractéristiques supplémentaires pour la conception de circuits assistée par ordinateur

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

5.4.3.4.1 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

5.4.3.4.2 f_T : valeur minimale de la fréquence de transition, pour des valeurs spécifiées du courant collecteur et de la tension collecteur-émetteur

5.4.3.4.3 Soit:

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

soit:

- b) V_{EV} : valeur minimale de la tension d'Early

5.4.3.5 Caractéristiques thermiques

5.4.3.5.1 Résistance thermique jonction-boîtier (R_{thjc})
(pour les transistors à température de boîtier spécifiée)

Valeur maximale

5.4.3.5.2 Résistance thermique jonction-ambiante (R_{thja})
(pour les transistors à température ambiante spécifiée, si applicable)

Valeur maximale

5.4.3.5.3 Impédance thermique transitoire jonction-boîtier (Z_{thjc})
(pour les transistors à température de boîtier spécifiée, si applicable)

Schéma montrant Z_{thjc} en fonction du temps écoulé après un changement d'état de la dissipation en puissance

5.4.3.3.3 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, 5×10^n Hz and should be such that $|h_{21e}|$ is in the range of 2 to 10.

NOTE 1 The following characteristics should be specified:

- a) C_{22b} (see 5.4.3.3.1) and
- b) preferably t_r , t_{on} , t_s , t_{off} (see 5.4.3.3.2.1 to 5.4.3.3.2.4), or
 t_r and t_s (see 5.4.3.3.2.1 and 5.4.3.3.2.3), or
 t_{on} and t_{off} (see 5.4.3.3.2.2 and 5.4.3.3.2.4), or
 t_s and f_T (see 5.4.3.3.2.3 and 5.4.3.3.3).

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

5.4.3.4 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.

5.4.3.4.1 C_{ib} : maximum common-base input capacitance, at specified value of reverse base-emitter voltage and zero collector current

5.4.3.4.2 f_T : minimum transition frequency, at specified values of collector current and collector-emitter voltage

5.4.3.4.3 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

5.4.3.5 Thermal characteristics

5.4.3.5.1 Thermal resistance junction-case (R_{thjc}) (for case-rated transistors)

Maximum value

5.4.3.5.2 Thermal resistance junction-ambient (R_{thja}) (for ambient-rated transistors, if applicable)

Maximum value

5.4.3.5.3 Transient thermal impedance junction-case (Z_{thjc}) (for case-rated transistors, if applicable)

Diagram showing Z_{thjc} against the time which has elapsed after a step change in power dissipation

5.4.3.5.4 Impédance thermique jonction-boîtier dans des conditions d'impulsion ($Z_{(thjc)p}$) (pour les transistors à température de boîtier spécifiée, si applicable)

Schéma montrant ($Z_{(thjc)p}$) en fonction de la durée d'impulsion t_p avec différents facteurs d'utilisation, au moins 1/2

5.4.4 Données d'applications

A l'étude.

6 Méthodes de mesure générales et de référence

6.1 Méthodes de mesure générales

6.1.1 Généralités

Dans ce paragraphe, 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.

6.1.2 Courants résiduels collecteur-base et émetteur-base

6.1.2.1 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 6.1.3), mais en intervertissant les bornes émetteur et base. On laisse l'émetteur en circuit ouvert.

6.1.2.2 Courant résiduel émetteur-base (méthode en courant continu) (I_{EBO})

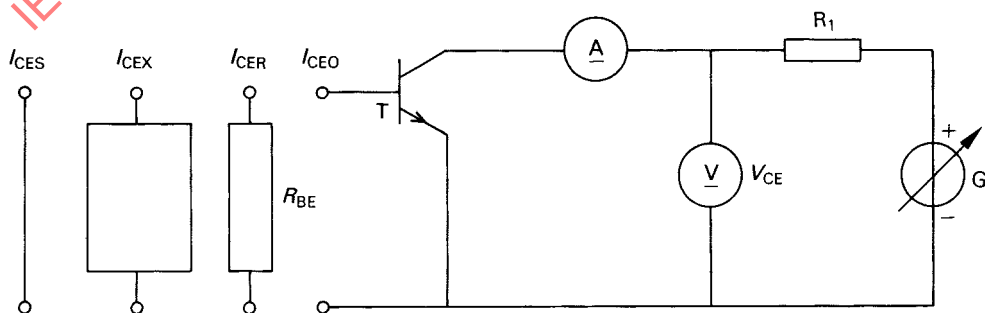
On mesure le courant résiduel émetteur-base de la même manière que le courant résiduel collecteur-émetteur (voir 6.1.3), sauf que l'émetteur est relié à l'ampèremètre et la base à la ligne commune. On laisse le collecteur en circuit ouvert.

6.1.3 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



IEC 2326/2000

T = transistor en mesure

Figure 5 – Circuit de base pour la mesure des courants résiduels collecteur-émetteur

5.4.3.5.4 Thermal impedance junction-case under pulse conditions ($Z_{(thjc)p}$) (for case-rated transistors, if applicable)

Diagram showing ($Z_{(thjc)p}$) against the pulse duration t_p for various duty cycles, at least 1/2

5.4.4 Application data

Under consideration.

6 General and reference measuring methods

6.1 General measuring methods

6.1.1 General

The polarities of the generators shown in the circuits in this subclause are applicable to NPN devices. However, these circuits can be adapted for PNP devices by changing the polarities of the meters and power supplies.

6.1.2 Collector-base and emitter-base cut-off currents

6.1.2.1 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 6.1.3), except that the emitter and base terminals are interchanged. The emitter is left open-circuit.

6.1.2.2 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 6.1.3), except that the emitter is connected to the ammeter and the base is connected to the common line. The collector is left open-circuit.

6.1.3 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

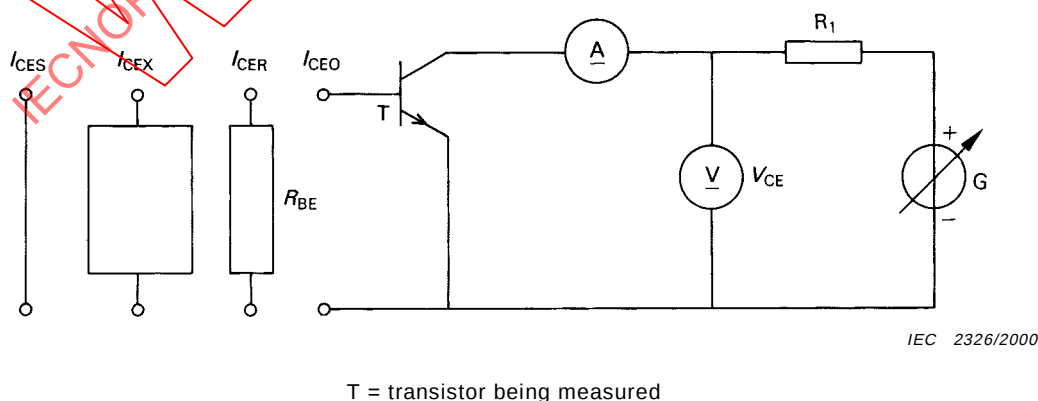


Figure 5 – Basic circuit for the measurement of collector-emitter cut-off currents

c) Description et exigences du circuit

R_1 est une résistance limitant le courant. Le montage base-émetteur sera tel que spécifié.

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} $V_{BE} = 0$

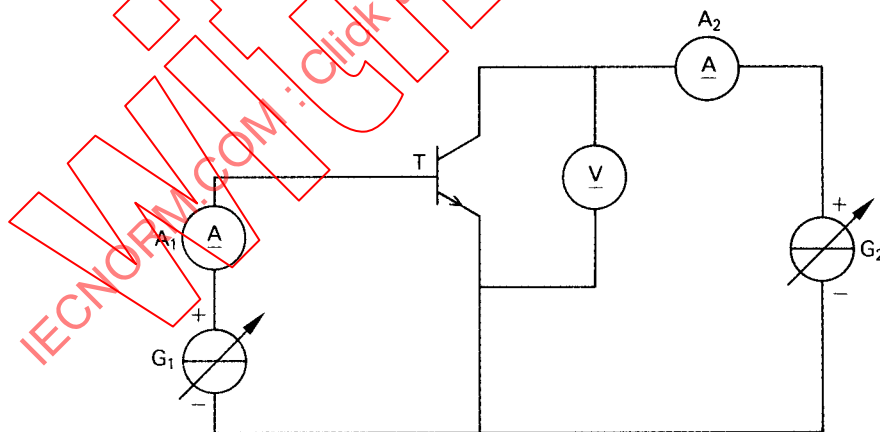
6.1.4 Tension de saturation collecteur-émetteur (V_{CESat})

6.1.4.1 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



IEC 2327/2000

T = transistor en mesure

Figure 6 – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en courant continu)

c) Circuit description and requirements

Resistor R_1 is a current-limiting resistor. The base-emitter configuration should be as specified.

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} $V_{BE} = 0$

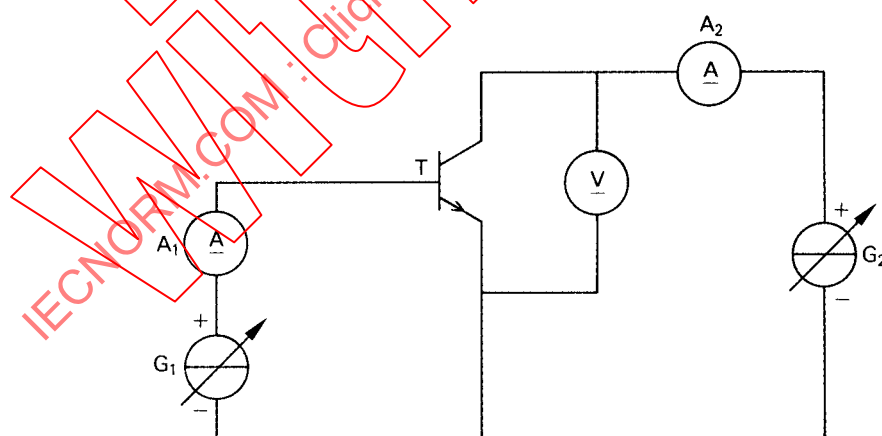
6.1.4 Collector-emitter saturation voltage (V_{CEsat})

6.1.4.1 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



IEC 2327/2000

T = transistor being measured

Figure 6 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter saturation voltage (d.c. method)

c) Précautions à prendre

Comme il y a risque que la puissance de dissipation maximale 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) 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)

6.1.4.2 Tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en impulsions)

a) But

Mesurer en impulsions la tension de saturation collecteur-émetteur d'un transistor.

b) Schéma

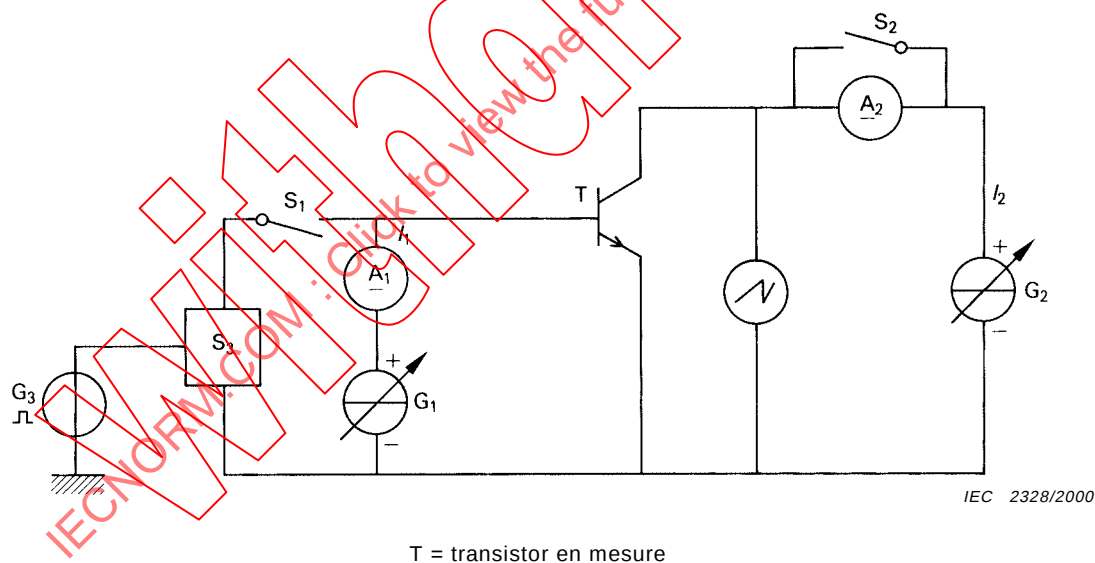


Figure 7 – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation collecteur-émetteur (méthode en impulsions)

c) Description et exigences du circuit

L'interrupteur électronique S_3 est normalement fermé; il n'est ouvert que lorsque des impulsions lui sont appliquées par le générateur d'impulsions G_3 .

Il convient que la valeur de la résistance interne du générateur de courant constant G_1 soit beaucoup plus grande que l'impédance d'entrée du transistor en mesure.

Il convient que la valeur de la résistance interne du générateur de courant constant G_2 soit beaucoup plus grande que la valeur de V_{CEsat}/I_C .

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) 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)

6.1.4.2 Collector-emitter saturation voltage (pulse method)

a) Purpose

To measure the collector-emitter saturation voltage of a transistor under pulse conditions.

b) Circuit diagram

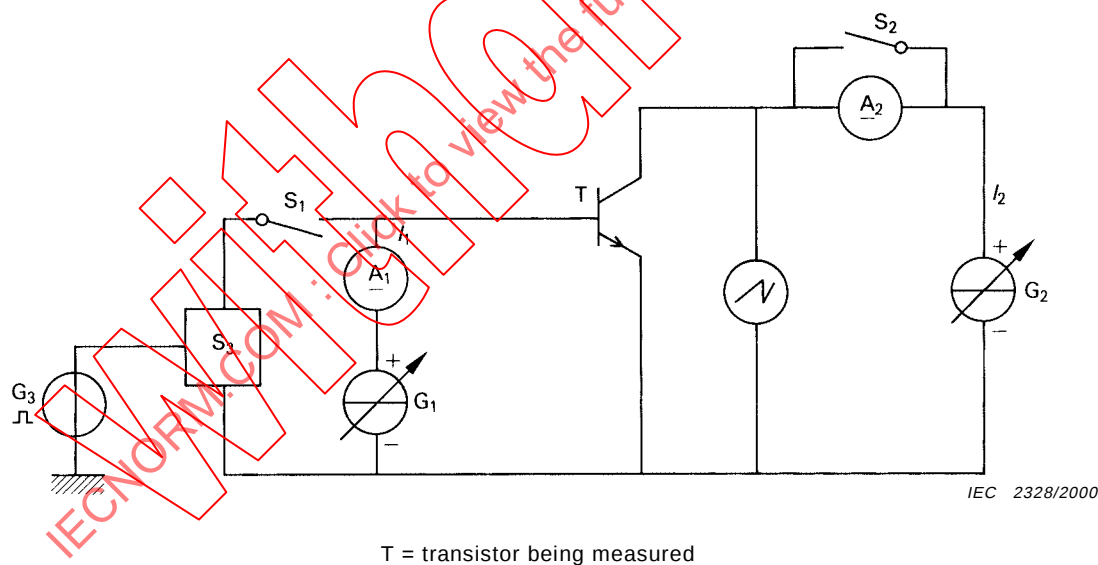


Figure 7 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter saturation voltage (pulse method)

c) Circuit description and requirements

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 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 constant-current generator G_2 should be much greater than the value of V_{CEsat}/I_C .

d) Précautions à prendre

Il convient que le temps de réponse aux variations de charge des générateurs de courant continu soit inférieur à la période de fonctionnement du transistor en mesure.

Il convient que la largeur des impulsions et le facteur d'utilisation spécifiés du générateur d'impulsions soient 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 dépassera pas 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 la 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 , δ , de préférence $t_p = 300 \mu s$, $\delta \leq 2 \%$)

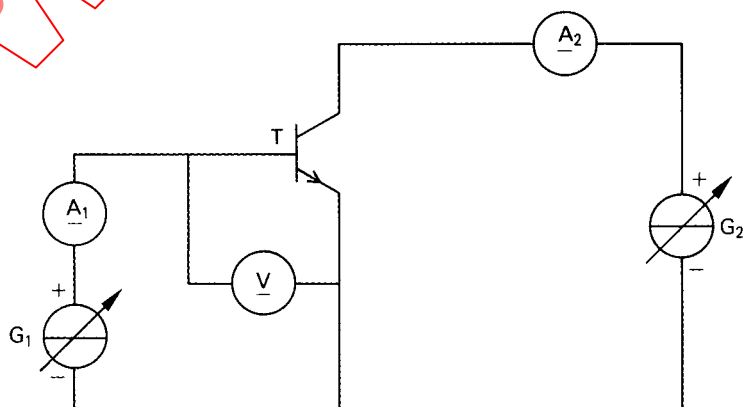
6.1.5 Tension de saturation base-émetteur (V_{BEsat})

6.1.5.1 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



IEC 2329/2000

T = transistor en mesure

Figure 8a – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation base-émetteur (méthode en courant continu)

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.

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 switch S_1 open, with no transistor in the measurement socket and with a short circuit inserted between emitter and base terminals, current generator G_1 is adjusted until the reading of ammeter A_1 is equal to the specified value I_B .

With switch S_2 open, with no transistor in the measurement socket, and with a short circuit inserted between emitter and collector terminals, 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, switches S_1 and S_2 closed, and 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 , δ , preferably $t_p = 300 \mu s$, $\delta \leq 2 \%$)

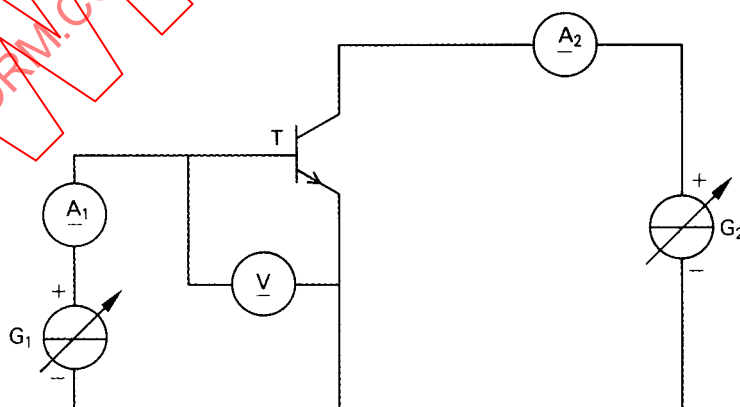
6.1.5 Base-emitter saturation voltage (V_{BEsat})

6.1.5.1 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



IEC 2329/2000

T = transistor being measured

Figure 8a – Basic circuit for the measurement of the base-emitter saturation voltage (d.c. method)

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)
- Couant collecteur (I_C)

6.1.5.2 Tension de saturation base-émetteur (méthode en impulsions)

a) But

Mesurer la tension de saturation base-émetteur dans des conditions d'impulsion.

b) Schéma

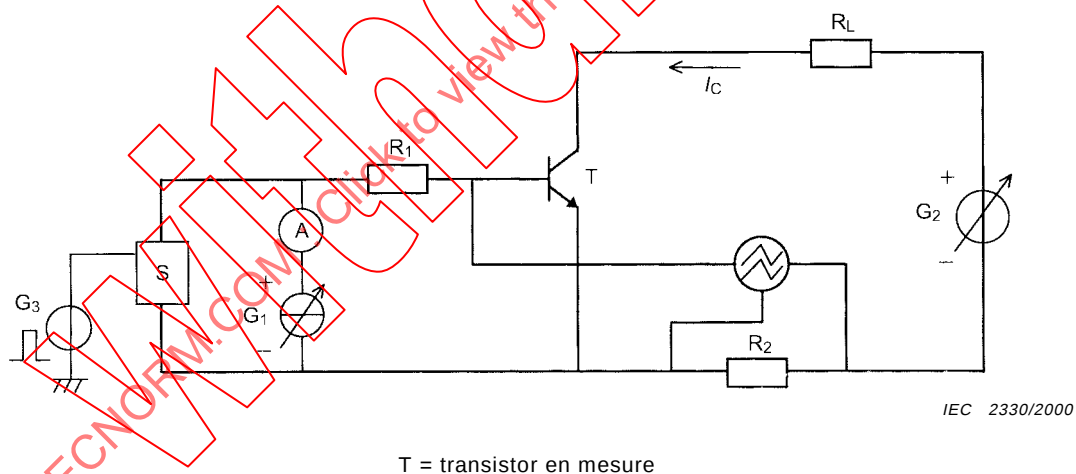


Figure 8b – Circuit de base pour la mesure de la tension de saturation base-émetteur (méthode en impulsions)

c) Description et exigences du circuit

Le générateur de courant G_1 fournit le courant de base.

L'interrupteur électronique S est normalement fermé, mais il devient ouvert quand le générateur G_3 lui applique une impulsion. Il convient de choisir la fréquence de répétition et le facteur d'utilisation des impulsions afin d'éviter un échauffement significatif du transistor en mesure (voir articles 2, 3 et 6 de la CEI 60747-1, chapitre VII, section un).

Choisir la valeur de la résistance R_1 afin d'atteindre le courant spécifié du collecteur selon la tension du générateur G_2 . Le courant du collecteur est mesuré au moyen de la résistance R_2 qui est connectée à l'oscilloscope.

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 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

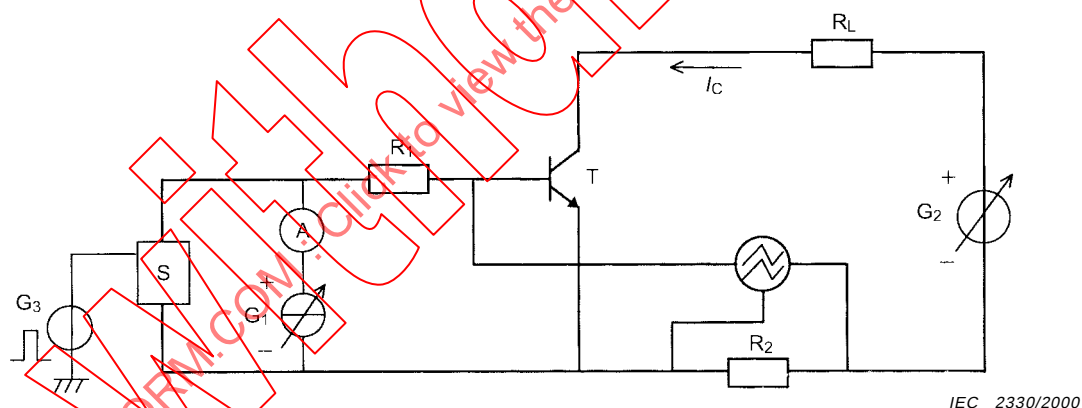
- Ambient or case temperature (T_{amb} or T_{case})
- Base current (I_B)
- Collector current (I_C)

6.1.5.2 Base-emitter saturation voltage (pulse methods)

a) Purpose

To measure the base-emitter saturation voltage under pulse conditions.

b) Circuit diagram



T = transistor being measured

Figure 8b – Basic circuit for the measurement of the base-emitter saturation voltage (pulse methods)

c) Circuit description and requirements

Current generator G_1 supplies the base current.

Electronic switch S is normally closed and opened only when a pulse is applied to it by pulse generator G_3 . The repetition frequency and duty cycle of the pulses should be chosen so as to avoid significant heating of the transistor being measured (see clauses 2, 3 and 6 of IEC 60747-1, chapter VII, section one).

The value of resistor R_1 is chosen so that the specified collector current is achieved with voltage generator G_2 . The collector current is measured by means of resistor R_2 which is connected to the oscilloscope.

d) Procédure de mesure

Régler la température à la valeur spécifiée.

Régler le courant de base, lu sur l'ampèremètre A, à la valeur spécifiée.

Régler le courant du collecteur, indiqué par l'oscilloscope, à la valeur spécifiée.

Mesurer la tension de saturation base-émetteur, au moyen de l'oscilloscope.

e) Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température de boîtier (T_{amb} ou T_{case}) ou température virtuelle de jonction (T_{vj})
- Courant de base (I_B)
- Courant du collecteur (I_C)
- Durée d'impulsion (t_p), facteur d'utilisation (δ), de préférence $t_p = 300 \mu s$, $\delta \leq 2 \%$

6.1.6 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

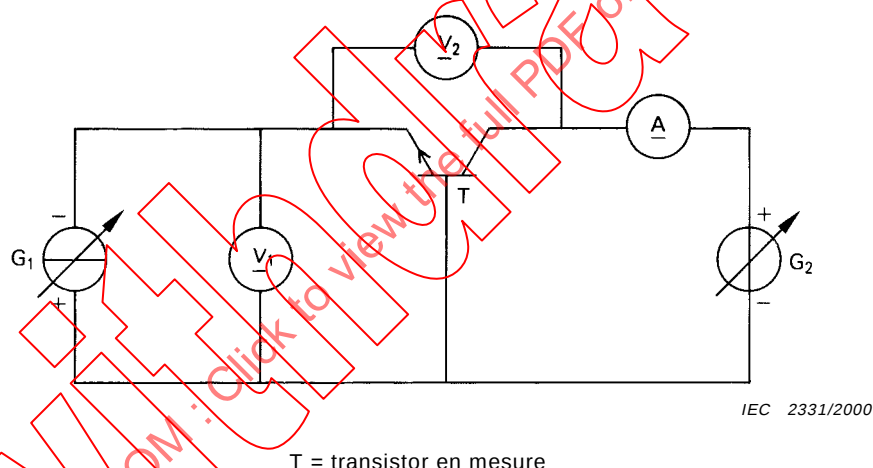


Figure 9 – Circuit de base pour la mesure de la tension base-émetteur (méthode en courant continu)

c) Exécution

Régler la température à la valeur spécifiée.

Ajuster les générateurs de tension variables 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.

d) Conditions spécifiées

- Température ambiante ou température de boîtier (T_{amb} ou T_{case})
- Courant collecteur (I_C)
- Tension collecteur-émetteur (V_{CE})

d) Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The base current, read on ammeter A, is set to the specified value.

The collector current, shown on the oscilloscope, is set to the specified value.

The base-emitter saturation voltage is measured using the oscilloscope.

e) Specified conditons

- Ambient or case temperature or virtual junction temperature (T_{amb} or T_{case}) or (T_{vj})
- Base current (I_B)
- Collector current (I_C)
- Pulse time (t_p) and duty cycle (δ), preferably $t_p = 300 \mu\text{s}$, $\delta < 2 \%$

6.1.6 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

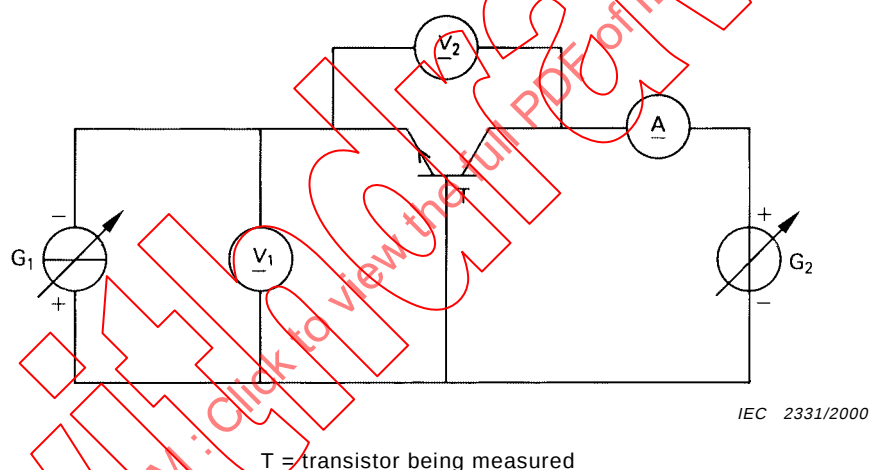


Figure 9 – Base circuit for the measurement of base-emitter voltage (d.c. method)

c) Measurement procedure

The temperature is set to the specified value.

The outputs of 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) Specified conditions

- Ambient or case temperature (T_{amb} or T_{case})
- Collector current (I_C)
- Collector-emitter voltage (V_{CE})

6.1.7 Tension de maintien collecteur-émetteur ($V_{CEO(sus)}$, $V_{CER(sus)}$)

a) But

Méthode de vérification de la valeur limite destinée à vérifier qu'un transistor peut supporter la valeur limite maximale de la tension de maintien collecteur-émetteur dans des conditions spécifiées sans être endommagé.

b) Schéma

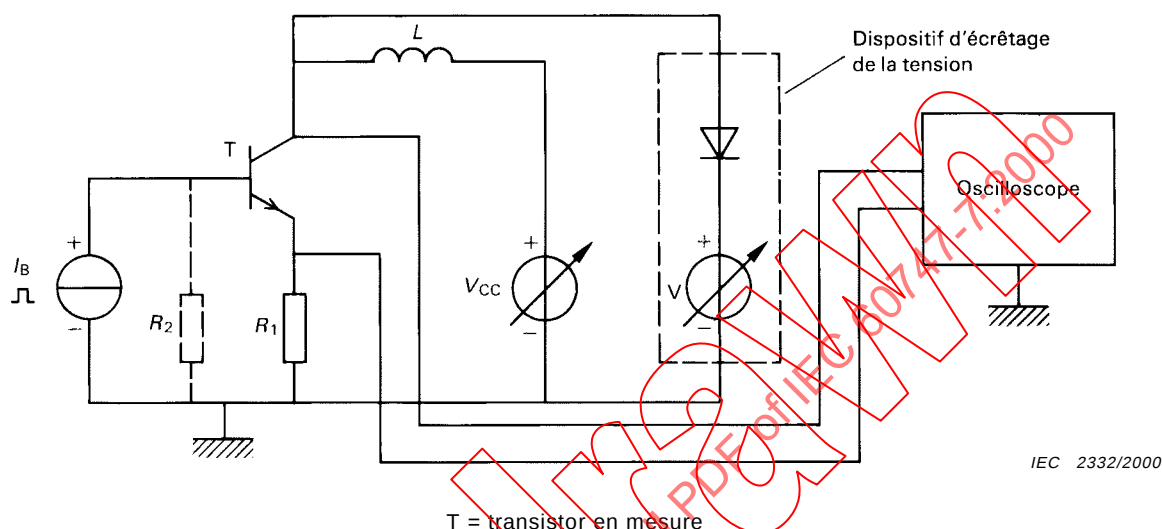


Figure 10 – Circuit de base pour la mesure de la tension de maintien collecteur-émetteur

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 limite maximale $V_{CEO(sus)}$ ou $V_{CER(sus)}$.

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:

$$L_{\min} = (V - V_{CC}) \frac{t_{\text{off}}}{0,1 I_C}$$

Cela garantit que I_C ne chute pas de plus de 10 % pendant t_{off} .

6.1.7 Collector-emitter sustaining voltage ($V_{CEO(sus)}$, $V_{CER(sus)}$)

a) Purpose

Rating verification method to verify that a transistor will sustain the maximum rated value of the collector-emitter sustaining voltage under specified conditions without being damaged.

b) Circuit diagram

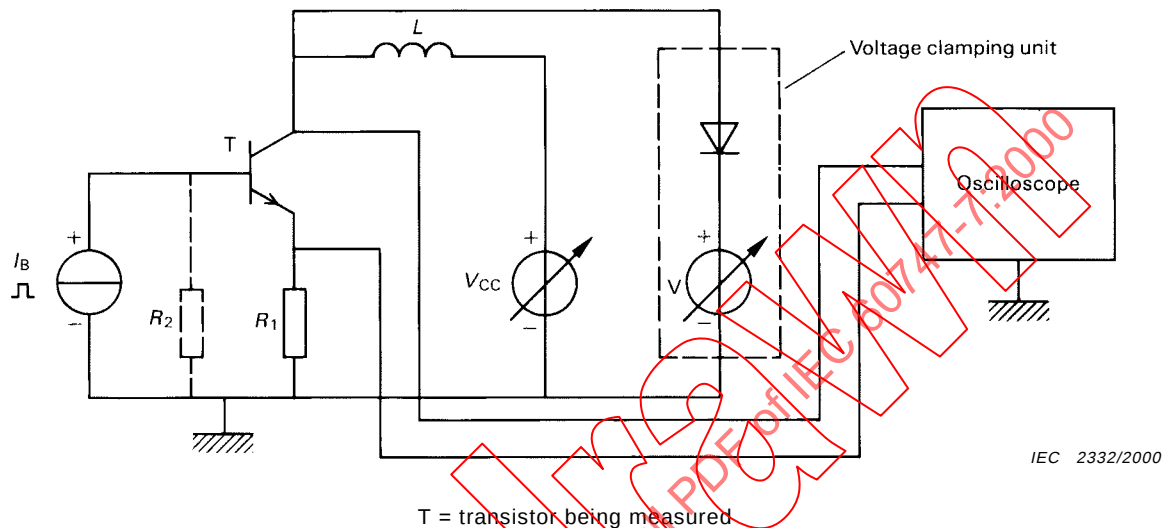


Figure 10 – Basic circuit for the measurement of the collector-emitter sustaining voltage

c) Circuit description and requirements

The transistor is operated in a saturated condition under pulse operation.

Due to inductance L , the 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 $V_{CER(sus)}$.

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 maximum rated 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:

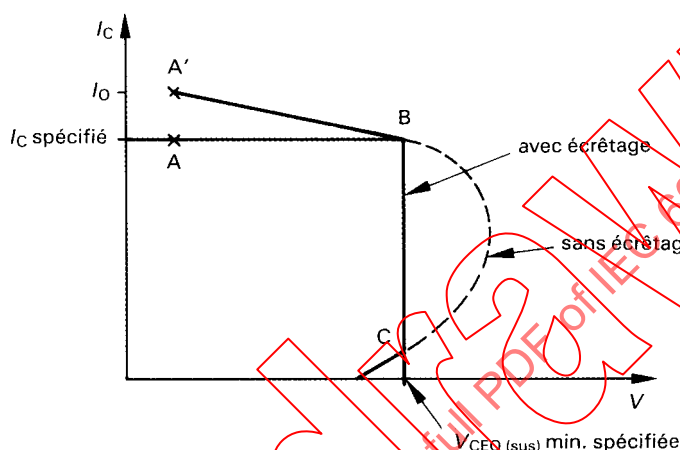
$$L_{\min} = (V - V_{CC}) \frac{t_{\text{off}}}{0,1 I_C}$$

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 limite maximale $V_{CEO(sus)}$ spécifiée.
- 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 spécifié 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 valeur limite maximale de la tension $V_{CEO(sus)}$ (voir point B de la figure 11).

Il en résulte que le courant de départ du cycle peut atteindre une valeur I_O légèrement supérieure à la valeur spécifiée de I_C (point A' de la figure 11).



IEC 2333/2000

Figure 11 – I_C en fonction de V_{CE}

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 maximum rated value $V_{CEO(sus)}$.
- 2) With voltage V_{CC} set at 0, current I_B is adjusted (for example 1/10 or 1/5 of the specified current I_C), so that the specified current I_C can be reached with a V_{CE} value of less than a few volts (point A in figure 11) (that is, in the saturated condition).
- 3) The voltage V_{CC} is progressively increased until the specified current I_C is reached for the maximum rated value of voltage $V_{CEO(sus)}$ (point B in figure 11).

As a result, the current at which the cycle starts may reach a value I_O slightly higher than the specified value of I_C (point A' in figure 11).

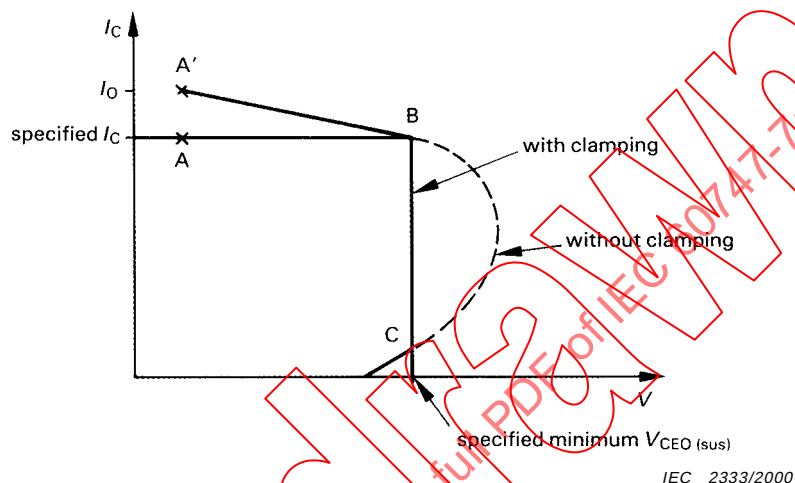


Figure 11 – I_C versus V_{CE} characteristic

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_{CEO} that corresponds to the specified current I_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_{case} or T_{amb})
- Collector current (I_C)
- Minimum sustaining voltage ($V_{CEO(sus)}$ or $V_{CER(sus)}$)
- Value of inductance L , where appropriate
- Frequency of pulse generator I_B , if different from 50 Hz.

6.1.8 Capacités

6.1.8.1 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, utilisant un pont dipôle;
- méthode 2, 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.

6.1.8.1.1 Méthode 1: pont dipôle

b) Schéma

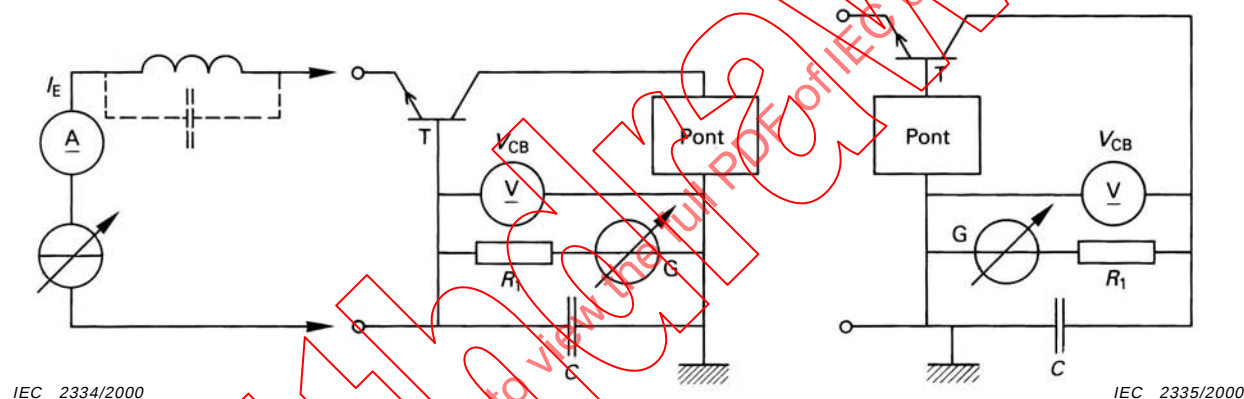


Figure 12a – Transistor avec borne de base reliée au boîtier

Figure 12b – Transistor avec borne collecteur reliée au boîtier

Figure 12 – Circuit de base pour la mesure de la capacité de sortie en montage base commune utilisant un pont dipôle

c) Description et exigences du circuit

Il convient que le pont soit 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. Il convient que le condensateur C présente 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.

6.1.8 Capacitances

6.1.8.1 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.

6.1.8.1.1 Method 1: two-terminal bridge

b) Circuit diagram

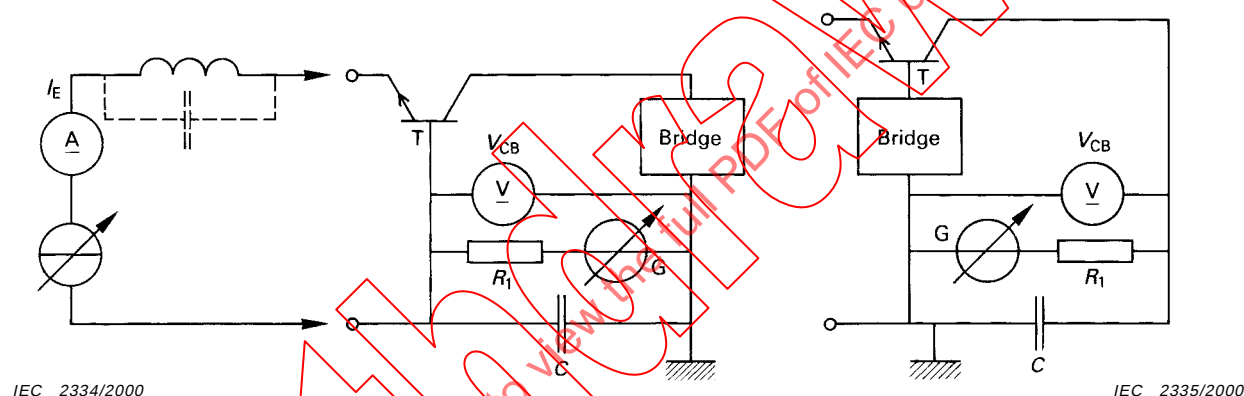


Figure 12a – Transistor with base terminal connected to case

Figure 12b – Transistor with collector terminal connected to case

Figure 12 – Basic circuit for the measurement of the common-base output capacitance using a two-terminal bridge

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 base terminals if the 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 the 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

6.1.8.1.2 Méthode 2: pont tripôle

b) Schéma

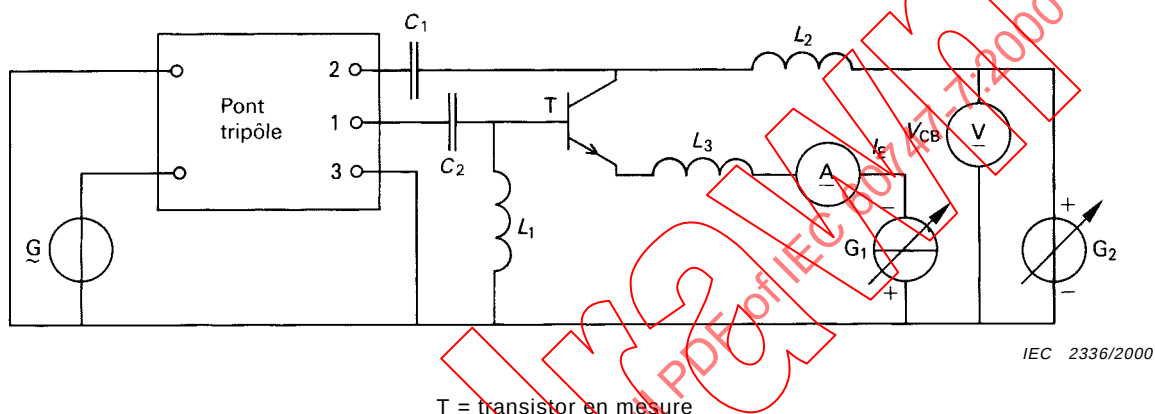


Figure 13 – Circuit de base pour la mesure de C_{22b} utilisant un pont tripôle

c) Description et exigences du circuit

Il convient que le pont tripôle puisse 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).

Il convient que les condensateurs C_1 et C_2 présentent un court-circuit la fréquence de mesure. Les inductances L_1 , L_2 et L_3 auront 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), il convient que la quatrième borne (boîtier) soit reliée à la borne de terre du pont.

d) Précautions à prendre

Il convient que les capacités parasites soient 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.

La méthode de montage du transistor sera spécifiée et très détaillée pour obtenir des résultats précis et reproductibles. Par exemple, le support de mesure sera 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) 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
- Mounting conditions of the transistor, if necessary

6.1.8.1.2 Method 2: three-terminal bridge

b) Circuit diagram

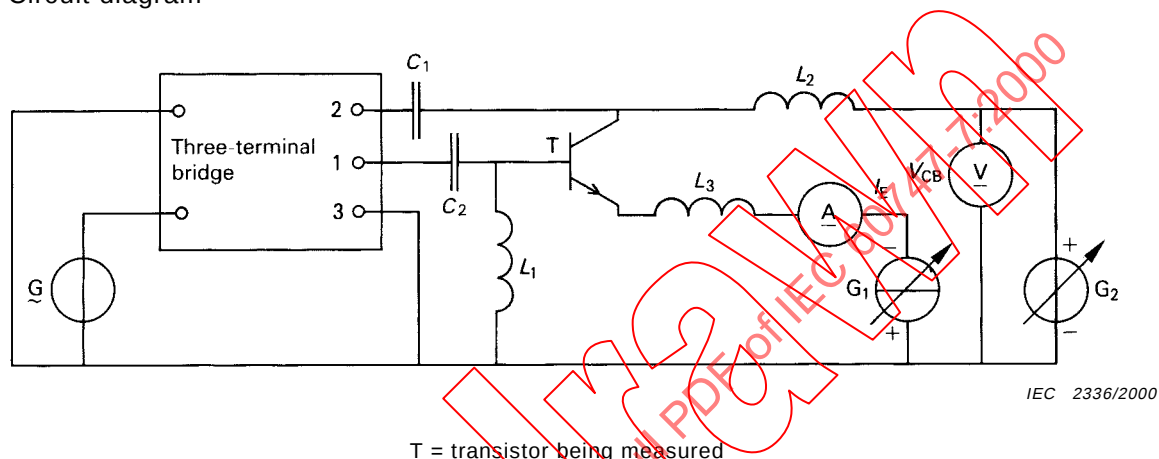


Figure 13 – Basic circuit for the measurement of C_{22b} using a three-terminal bridge

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.

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) 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

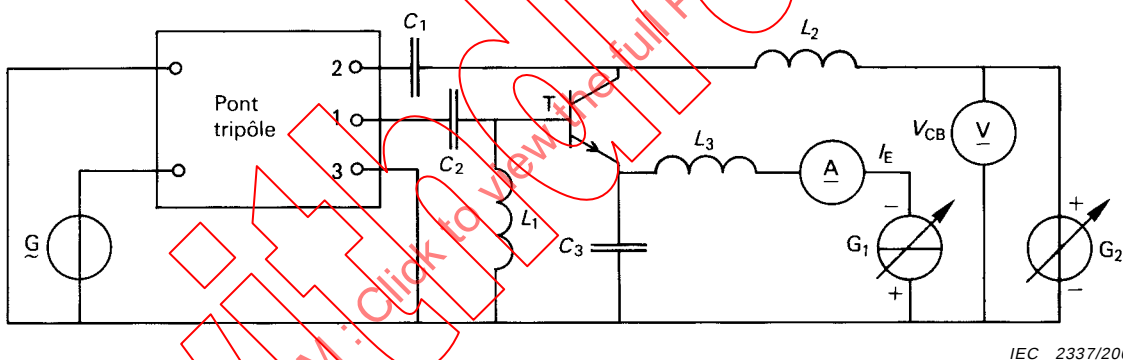
- Température ambiante ou température de boîtier (T_{amb} ou T_{case})
- Tension collecteur-base (V_{CB})
- Courant émetteur (I_E), généralement nul
- Fréquence de mesure (f), si elle diffère de 1 MHz
- Plan de référence de mesure
- Conditions de montage, s'il y a lieu

6.1.8.2 Capacité collecteur-base (C_{cb})

a) But

Mesurer la capacité collecteur-base d'un transistor dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



IEC 2337/2000

T = transistor en mesure

Figure 14 – Circuit de base pour la mesure de C_{cb} utilisant un pont tripôle

c) Description et exigences du circuit

Il convient que le condensateur C_3 , entre la borne émetteur et la terre, soit 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 en 6.1.8.1.2.

6.1.9 Paramètres hybrides (petits et forts signaux)

Bien que l'article 3 (qui traite des valeurs limites et caractéristiques essentielles) spécifie que les paramètres à indiquer soient ceux relatifs au montage émetteur commun, il est parfois préférable de mesurer les paramètres en montage base commune et de calculer ceux du montage émetteur commun (exception faite du cas de h_{21e} où une mesure en montage collecteur commun peut être utilisée et où h_{21e} peut être calculé à partir de h_{21c}).

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

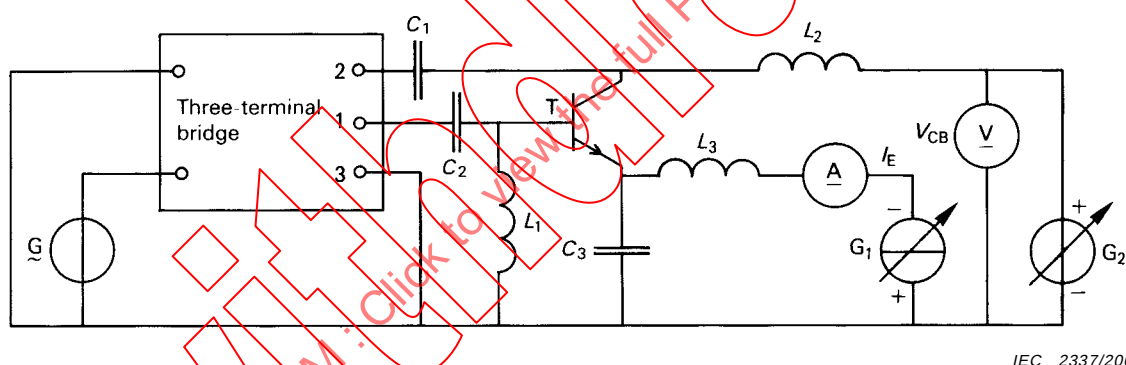
- Ambient or case temperature (T_{amb} or T_{case})
- Collector-base voltage (V_{CB})
- Emitter current (I_{E}), usually zero
- Measurement frequency (f), if different from 1 MHz
- Reference plane of measurement
- Mounting conditions, if necessary

6.1.8.2 Collector-base capacitance (C_{cb})

a) Purpose

To measure the collector-base capacitance of a transistor under specified conditions.

b) Circuit diagram



IEC 2337/2000

T = transistor being measured

Figure 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 6.1.8.1.2, may be used for this measurement.

6.1.9 Hybrid parameters (small-signal and large-signal)

Although clause 3 (dealing with essential ratings and characteristics) requires common-emitter parameters to be quoted, it is sometimes preferable to measure the common-base parameters and to calculate the common-emitter parameters (except in the case of h_{21e} where a common-collector configuration may be used and h_{21e} calculated in terms of h_{21c}).

(Les formules de relation entre les paramètres des montages base commune et émetteur commun sont données en 6.1.9.5.)

Les méthodes de mesure décrites dans ce paragraphe sont destinées à mesurer les quatre paramètres hybrides dans la gamme de fréquences où leurs composantes réactives sont négligeables devant leurs composantes non réactives. Pour que ces conditions soient réalisées, la fréquence de mesure devra être suffisamment basse, afin que les effets des composantes réactives soient négligeables. Cependant, à une fréquence relativement basse, telle que 1 000 Hz, les composantes réactives peuvent être tout à fait appréciables.

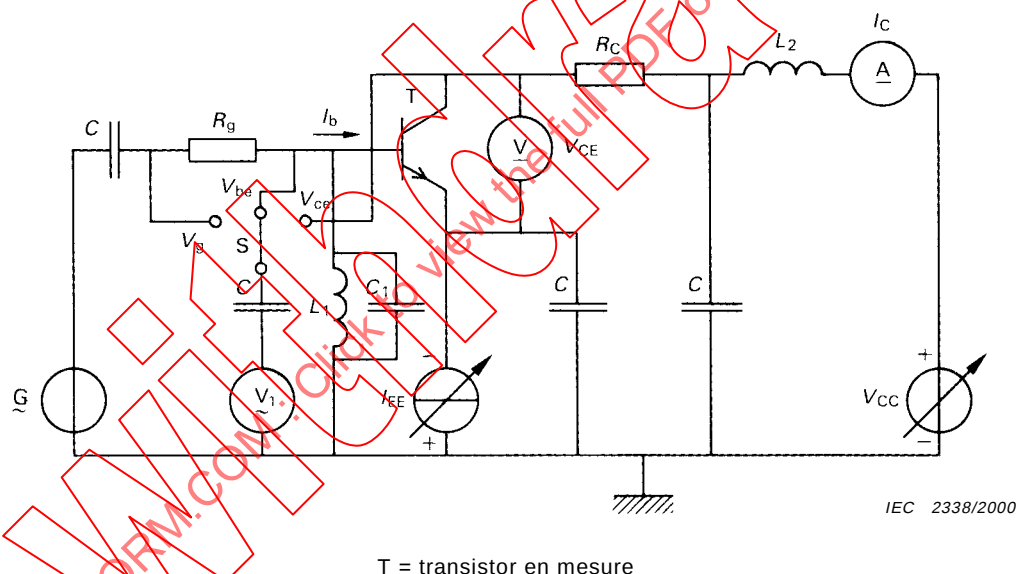
6.1.9.1 Impédance d'entrée, sortie en court-circuit, pour de petits signaux, en montage émetteur commun h_{11e}

Rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux, en montage émetteur commun h_{21e}

a) But

Mesurer, en montage émetteur commun et en petits signaux, l'impédance d'entrée et le rapport de transfert direct du courant, la sortie étant court-circuitée au point de vue alternatif, dans des conditions spécifiées.

b) Schéma



T = transistor en mesure

Figure 15 – Circuit de base pour la mesure de h_{11e} et h_{21e}

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 par rapport à $1/h_{22e}$. R_g doit être étalonnée avec précision. V_1 est un voltmètre électronique alternatif.

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 conducteur en parallèle C_1 à la fréquence de mesure.

(Expressions relating common-base and common-emitter parameters are given in 6.1.9.5.)

The measuring methods described in this subclause are intended to measure the four hybrid parameters in the frequency range where their reactive components compared with their non-reactive components are negligible. In order that these conditions may be satisfied, the frequency of measurement must be sufficiently low so that the effects of the reactive components are negligible. However, at a relatively low frequency such as 1 000 Hz, the reactive components may be quite appreciable.

6.1.9.1 Common-emitter small-signal short-circuit input impedance h_{11e} Common-emitter small-signal short-circuit forward current transfer ratio h_{21e}

a) Purpose

To measure the common-emitter small-signal input impedance and forward current transfer ratio with the output short-circuited to alternating current, under specified conditions.

b) Circuit diagram

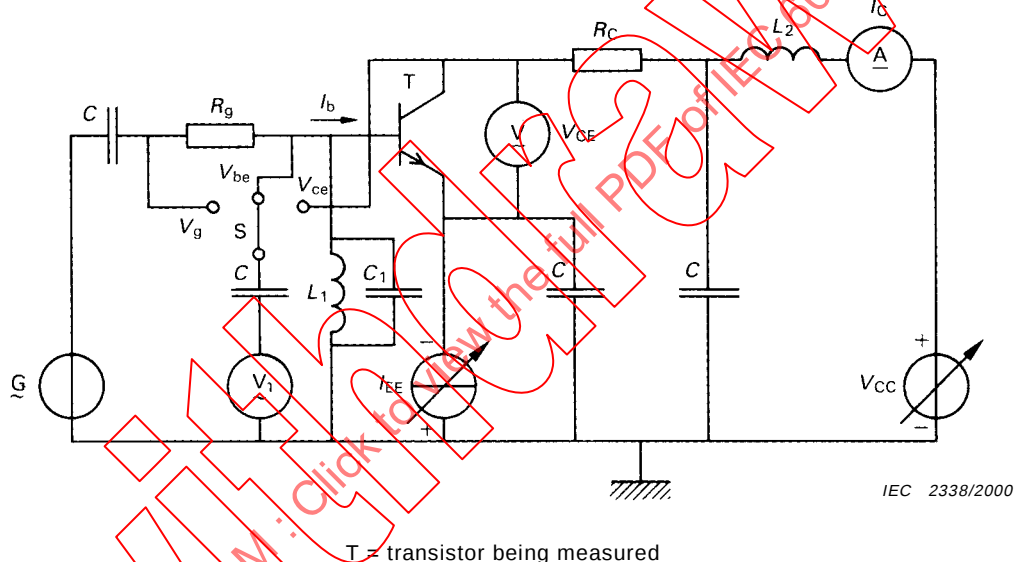


Figure 15 – Basic circuit for the measurement of h_{11e} and h_{21e}

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 $1/h_{22e}$. R_g shall be accurately calibrated. V_1 is an a.c. electronic voltmeter.

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) 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})

6.1.9.2 Rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux, en montage émetteur commun h_{12e}

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 pour le courant alternatif, dans des conditions spécifiées.

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.

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})

6.1.9.2 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) Schéma

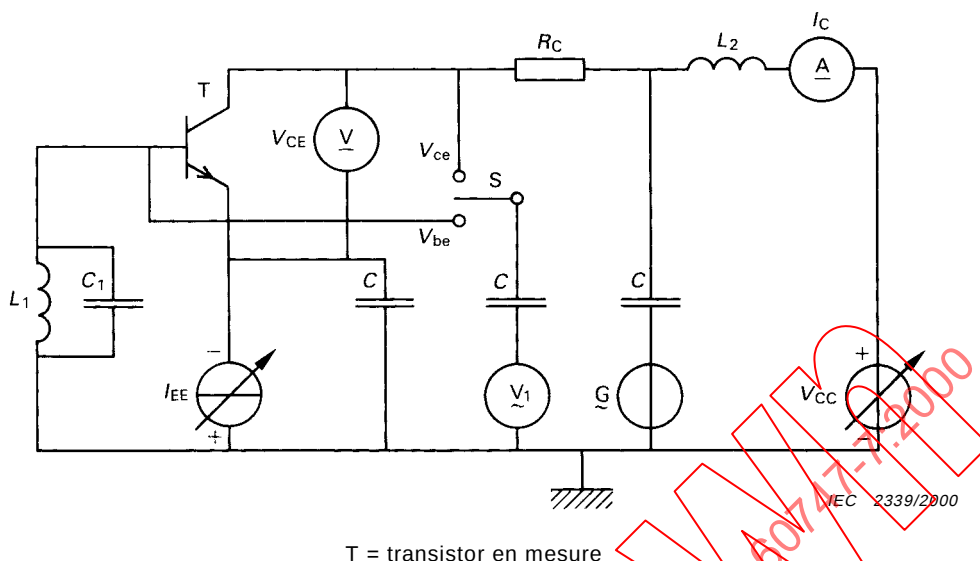


Figure 16 – Circuit de base pour la mesure de h_{12e}

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 nécessaire, 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. Celle-ci doit être mesurée sur le voltmètre électronique V_1 qui indique V_{ce} .

Calculer h_{12e} à partir de la formule: $h_{12e} = \frac{V_{be}}{V_{ce}}$

Si V_{ce} est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant V_{be} peut être étalonné directement en valeurs de h_{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})

Figure 16 – Basic circuit for the measurement of h_{12e}

At the measurement frequency, the reactance of L_2 shall be large compared to the output impedance of the generator G.

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 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) Specified conditions

- Ambient or case temperature (T_{amb} or T_{case})
- Measurement frequency (f)
- Collector current (I_C)
- Collector-emitter voltage (V_{CE})

6.1.9.3 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 pour le courant alternatif, dans des conditions spécifiées.

b) Schéma

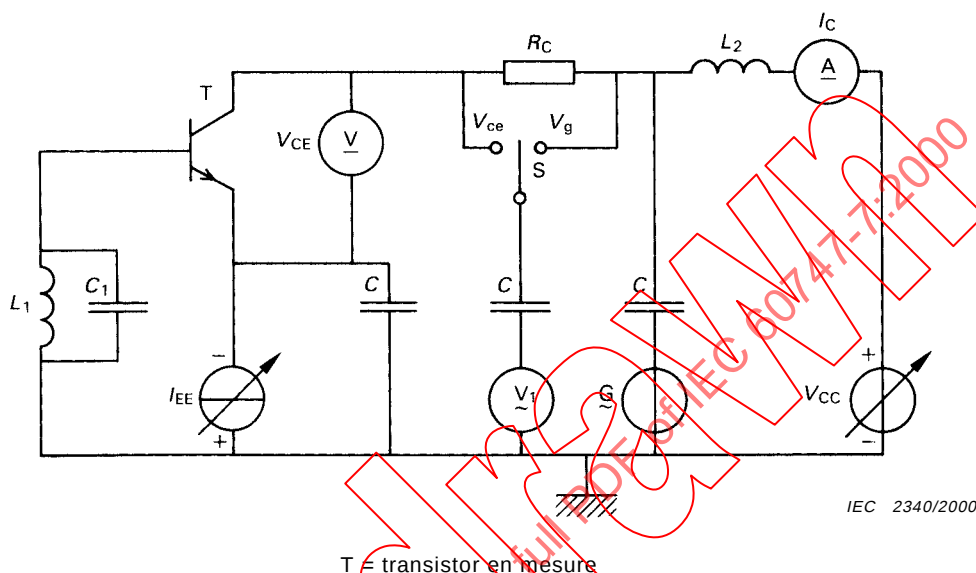


Figure 17 – Circuit de base pour la mesure de h_{22e}

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 nécessaire, la tension collecteur-émetteur.

Augmenter la tension de sortie du générateur G jusqu'à ce que la tension alternative du collecteur soit approximativement égale à un dixième de la valeur spécifiée de la tension collecteur-émetteur.

$$h_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}} \quad I_c = \frac{V_g - V_{ce}}{R_C}$$

$$h_{22e} = \frac{V_g - V_{ce}}{V_{ce} R_C}$$

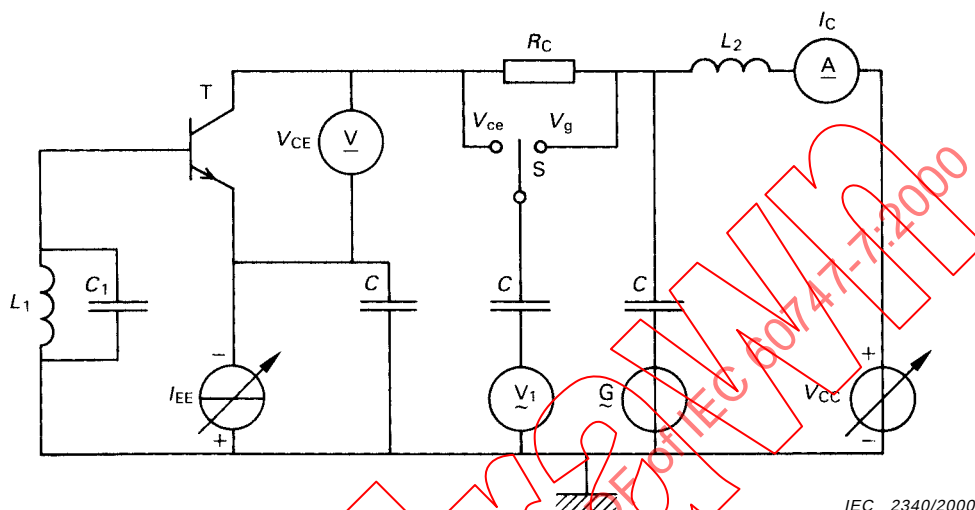
Si V_g est maintenu à une valeur constante, l'appareil indiquant V_{ce} peut être étalonné directement en valeurs de h_{22e} .

6.1.9.3 Common-emitter small-signal open-circuit output admittance h_{22e}

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 – Basic circuit for the measurement of h_{22e}

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 $1/h_{22e}$. 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 $1/h_{22e}$.

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.

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.

$$h_{22e} = \frac{I_c}{V_{ce}} \quad I_c = \frac{V_g - V_{ce}}{R_c}$$

$$h_{22e} = \frac{V_g - V_{ce}}{V_{ce} R_c}$$

If V_g is maintained at a constant value, the meter indicating V_{ce} can be calibrated directly in terms of h_{22e} .

e) Conditions spécifiées

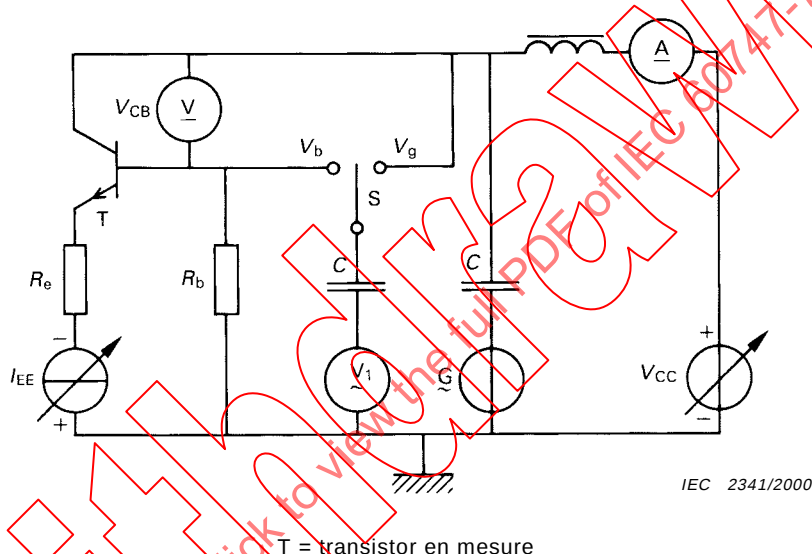
- Température ambiante ou température de boîtier (T_{amb} ou T_{case})
- Fréquence de mesure (f)
- Courant collecteur (I_C)
- Tension collecteur-émetteur (V_{CE})

6.1.9.4 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 – Circuit de base pour la mesure de h_{22b}

c) Description et exigences du circuit

Les condensateurs C doivent présenter des courts-circuits à la fréquence de mesure.

R_e doit être grand par rapport à $z_{11b} + R_b$. V_b et V_g sont mesurés par un voltmètre électronique 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 nécessaire, 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 un dixième de la valeur spécifiée de la tension collecteur-émetteur.

$$h_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}} \quad I_c \approx I_B, \text{ car l'émetteur est en circuit ouvert}$$

e) Specified conditions

- Ambient or case temperature (T_{amb} or T_{case})
- Measurement frequency (f)
- Collector current (I_C)
- Collector-emitter voltage (V_{CE})

6.1.9.4 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

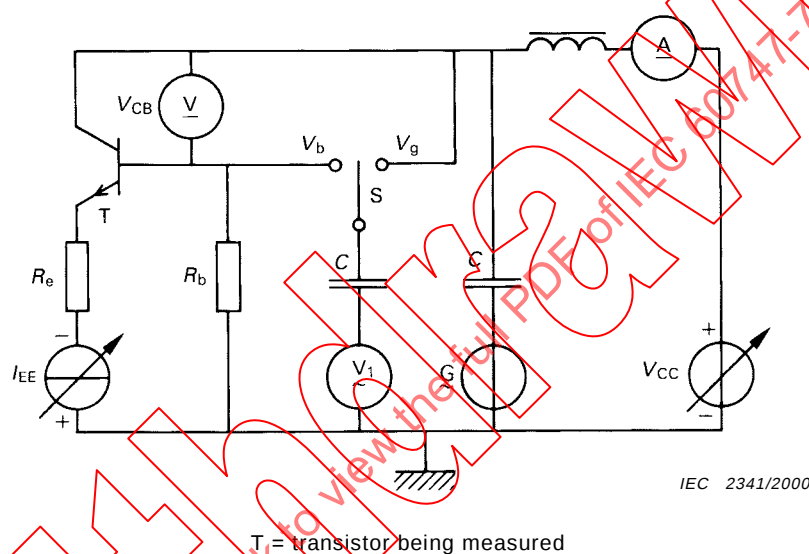


Figure 18 – Basic circuit for the measurement of h_{22b}

c) Circuit description and requirements

Capacitors C shall present short-circuits at the measurement frequency.

R_e shall be large relative to $z_{11b} + R_b$. V_b and V_g are measured on an electronic voltmeter V_1 .

d) Measurement procedure

The output of the collector voltage 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 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.

$$h_{22b} = \frac{I_c}{V_{cb}} \quad I_c \approx I_B, \text{ since the emitter is open circuited}$$

On a alors:

$$h_{22b} \approx \frac{I_b}{V_{cb}} \quad I_b = \frac{V_b}{R_b} \quad V_{cb} = V_g - V_b \quad h_{22b} \approx \frac{V_b}{R_b(V_g - V_b)}$$

Si R_b est faible par rapport à $1/h_{22b}$, $V_g \gg V_b$
et par suite:

$$h_{22b} \approx \frac{V_b}{V_g \cdot R_b}$$

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})

6.1.9.5 Formules de relation entre les paramètres h des montage base commune et émetteur commun

6.1.9.5.1 Valeur de l'impédance d'entrée, sortie en court-circuit, pour de petits signaux

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad (\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21})$$

Si $\Delta h_b - h_{12b} \ll 1 + h_{21b}$ $h_{11e} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$

6.1.9.5.2 Valeur du rapport de transfert direct du courant, sortie en court-circuit, pour de petits signaux

$$h_{21e} = \frac{-\Delta h_b - h_{21b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{21e} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{21b} = \frac{-\Delta h_e - h_{21e}}{1 - h_{12e} + h_{21e} + \Delta h_e} \quad h_{21b} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} \approx -\frac{h_{21c} + 1}{h_{21c}}$$

$$1 + h_{21e} = \frac{1}{1 + h_{21b}} \quad \text{et} \quad h_{11e} \approx h_{11b}(h_{21e} + 1)$$

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:

$$h_{22b} \approx \frac{V_b}{V_g \cdot R_b}$$

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})

6.1.9.5 Expressions relating common-base and common-emitter h parameters

6.1.9.5.1 Small-signal value of the short-circuit input impedance

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad (\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21})$$

If $\Delta h_b - h_{12b} \ll 1 + h_{21b}$

$$h_{11e} \approx \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}}$$

6.1.9.5.2 Small-signal value of the short-circuit forward current transfer ratio

$$h_{21e} = \frac{-\Delta h_b - h_{21b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{21e} \approx \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{21b} = \frac{-\Delta h_e - h_{21e}}{1 - h_{12e} + h_{21e} + \Delta h_e} \quad h_{21b} \approx \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} \approx -\frac{h_{21c} + 1}{h_{21c}}$$

$$1 + h_{21e} = \frac{1}{1 + h_{21b}} \quad \text{and} \quad h_{11e} \approx h_{11b}(h_{21e} + 1)$$

6.1.9.5.3 Valeur du rapport de transfert inverse de la tension, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux

$$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{12e} \approx \frac{h_{b11} \cdot h_{22b} - h_{12b}(h_{21b} + 1)}{1 + h_{21b}}$$

$$\text{ou} \quad h_{12e} \approx h_{11b} \cdot h_{22b}(1 + h_{21e}) - h_{12b}$$

Il faut souligner la possibilité d'un risque d'erreur considérable dans le résultat obtenu par ce calcul, étant donné que les deux termes de la différence peuvent être de grandeur comparable.

6.1.9.5.4 Admittance de sortie, entrée en circuit ouvert, pour de petits signaux

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

$$\text{ou} \quad h_{22e} \approx h_{22b}(1 + h_{21e})$$

6.1.9.6 Rapport de transfert du courant direct en émetteur commun (h_{21E})

(la tension de sortie étant maintenue constante)
(méthodes en continu et en impulsions)

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

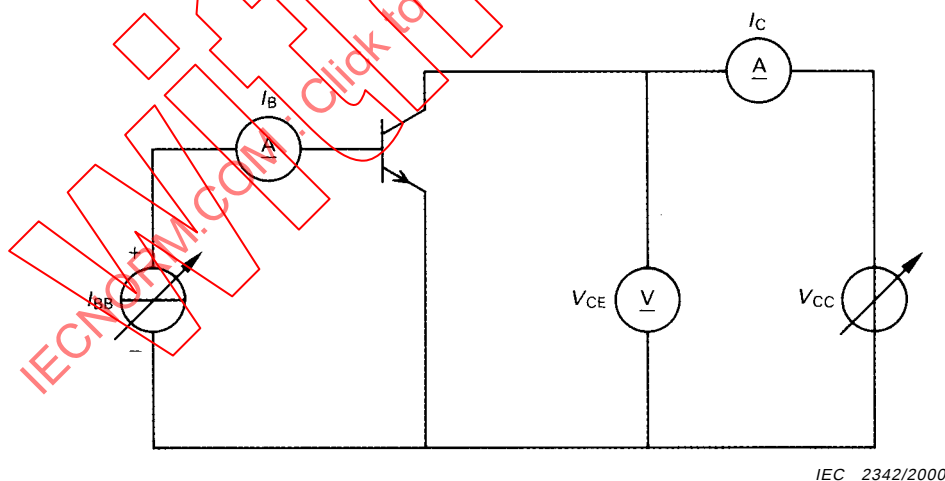


Figure 19 – Circuit de base pour la mesure de h_{21E}

c) Description et exigences du circuit

Pour une valeur fixée de I_C , on peut étalonner directement, en valeurs de 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, il convient que les deux ampèremètres soient des appareils de lecture de pointe.

6.1.9.5.3 Small-signal value of the open-circuit reverse voltage transfer-ratio

$$h_{12e} = \frac{\Delta h_b - h_{12b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{12e} \approx \frac{h_{b11} \cdot h_{22b} - h_{12b}(h_{21b} + 1)}{1 + h_{21b}}$$

$$\text{or} \quad h_{12e} \approx h_{11b} \cdot h_{22b}(1 + h_{21e}) - h_{12b}$$

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.

6.1.9.5.4 Small-signal open-circuit output admittance

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 - h_{12b} + h_{21b} + \Delta h_b} \quad h_{22e} \approx \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

$$\text{or} \quad h_{22e} \approx h_{22b} \cdot (1 + h_{21e})$$

6.1.9.6 Common-emitter forward current transfer ratio (h_{21E}) (output voltage held constant) (d.c. and pulse methods)

a) Purpose

To measure the static value of the common-emitter forward current transfer ratio of a transistor under specified conditions.

b) Circuit diagram

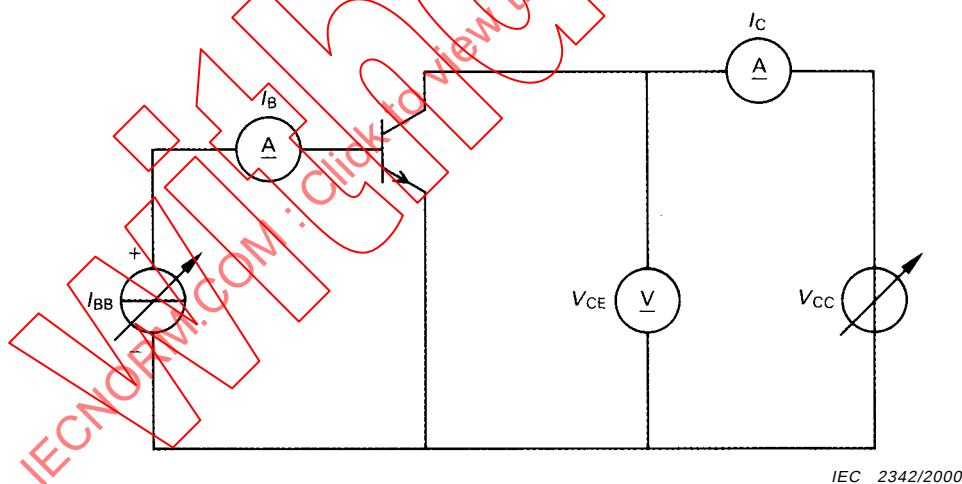


Figure 19 – Basic circuit for the measurement of h_{21E}

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) 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 générateur de courant I_{BB} du jusqu'à ce que l'ampèremètre indique le courant collecteur spécifié I_C .

Vérifier et ajuster, si nécessaire, 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 veillera 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 l'on utilise une méthode en impulsions:

- Durée des impulsions et facteur d'utilisation du générateur d'impulsions (t_p , δ), de préférence $t_p = 300 \mu s$, $\delta \leq 2 \%$.

6.1.10 Valeurs limites des tensions et caractéristiques mesurables limitant les tensions d'utilisation ($V_{(BR)CBO}$, $V_{(BR)EBO}$, $I_{S/B}$)

6.1.10.1 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} max.
- Tension collecteur-émetteur maximale V_{CE} max.
- Tension inverse émetteur-base maximale V_{EB} 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 $V_{(BR)(CE)}$

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, cela implique que les mesures peuvent être faites dans des conditions maintenues sous contrôle.

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} 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 , δ), preferably $t_p = 300 \mu s$, $\delta \leq 2 \%$.

6.1.10 Voltage ratings and measurable characteristics limiting the working voltages ($V_{(BR)CBO}$, $V_{(BR)EBO}$, $I_{S/B}$)

6.1.10.1 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 $V_{(BR)(CE)}$

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.

**6.1.10.2 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 méthode donnée 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 appropriée les bornes collecteur et émetteur.

b) Schéma

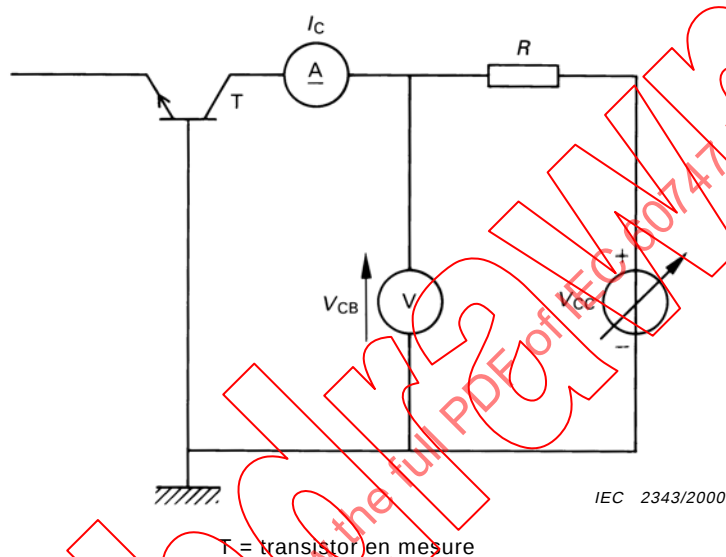


Figure 20 – Circuit pour la mesure de $V_{(BR)CBO}$

c) Description et exigences du circuit

La résistance R est destinée à limiter le courant et aura une valeur suffisamment élevée pour éviter qu'un courant excessif ne traverse le transistor et l'ampèremètre A .

Il convient que l'ampèremètre A soit 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;

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)

6.1.10.2 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

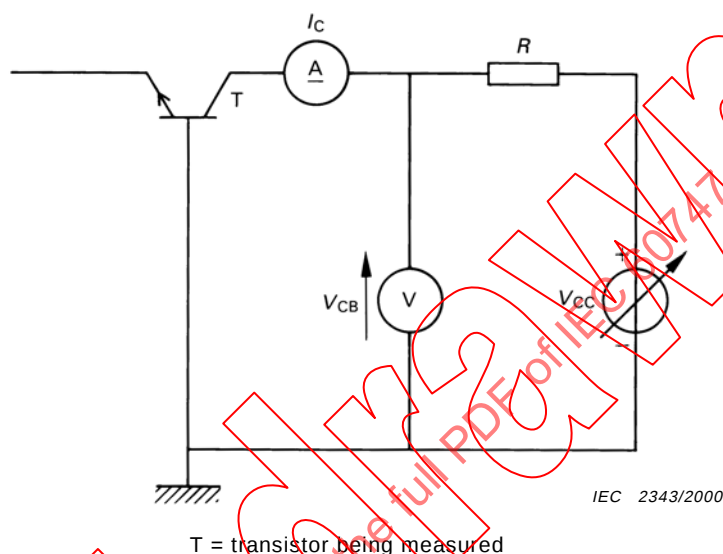


Figure 20 – Circuit for the measurement of $V_{(BR)CBO}$

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.

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;

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)

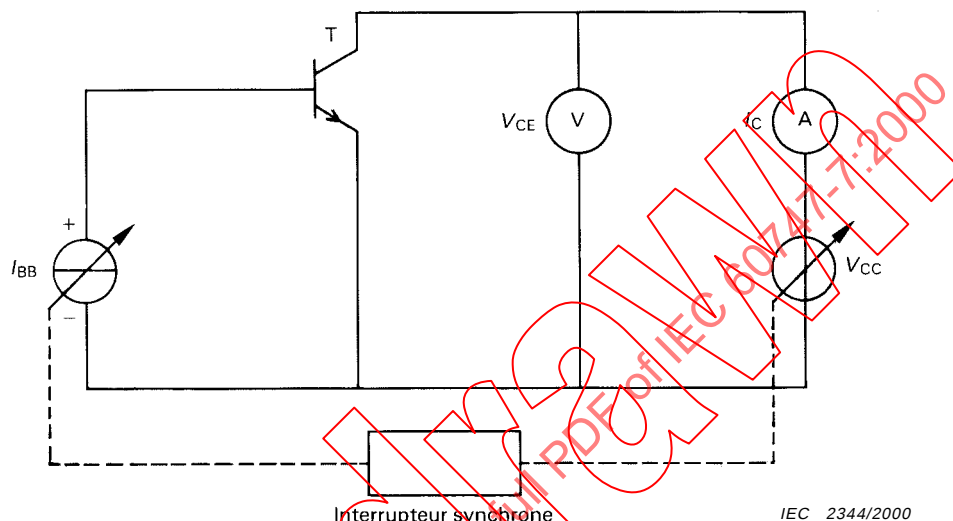
6.1.10.3 Méthode de vérification de la limite du courant de second claquage ($I_{S/B}$)

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



T = transistor en mesure

I_{BB} = générateur de courant de base (continu ou en impulsion)

V_{CC} = générateur de tension collecteur (continu ou en impulsions)

Figure 21 – Circuit pour la mesure de $I_{S/B}$

c) Description et exigences du circuit

Les générateurs I_{BB} et V_{CC} seront 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.

Il convient que le voltmètre V et l'ampèremètre A soient adaptés à cette méthode de vérification.

Il faut éviter les surtensions causées par l'inductance propre du circuit collecteur.

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.

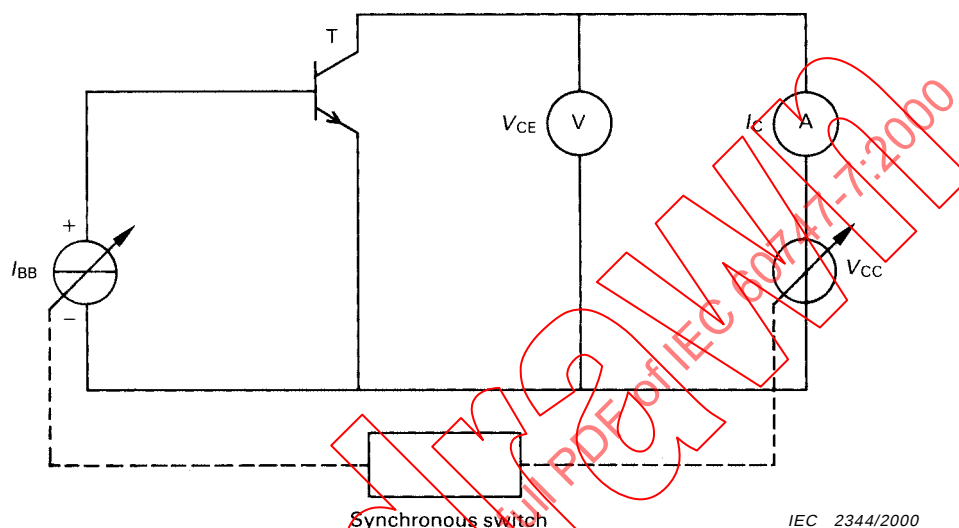
6.1.10.3 Verification method for the second breakdown current rating ($I_{S/B}$)

a) Purpose

At the specified case temperature, the specified collector voltage and current are simultaneously applied for a given time. The specified final measurements are then carried out to verify that the transistor is still satisfactory.

NOTE This test may be destructive.

b) Circuit diagram



T = transistor being measured

I_{BB} = base current generator (d.c. or pulse)

V_{CC} = collector voltage generator (d.c. or pulse)

Figure 21 – Circuit for the measurement of $I_{S/B}$

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.

A feedback circuit to automatically adjust base current in order 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} .

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 s 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 (δ)
- Si on utilise un montage en base commune, il faut l'indiquer
- Mesures finales, limites requises

6.1.11 Résistance thermique

6.1.11.1 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.

Les méthodes de mesure de la température de la jonction nécessitent la dissipation d'une très faible puissance dans le transistor pendant la calibration 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 et celui de la mesure du paramètre. Cette condition peut ne pas être réalisée.

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 s 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 (δ)
- If a common-base configuration is used, this should be stated
- Final measurements, required limits

6.1.11 Thermal resistance

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

The methods of measuring the 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.

6.1.11.2 Procédure générale pour les mesures de la résistance thermique

6.1.11.2.1 Temps de commutation

La puissance est dissipée dans le transistor pendant la majeure partie du temps, puis on arrête la dissipation pendant de courts intervalles 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.

Il convient que le rapport entre la durée de la dissipation de puissance et la durée de la mesure soit 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 environ pour la mesure et de 20 ms à 40 ms environ 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 les effets d'accumulation des porteurs de charge.

6.1.11.2.2 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.

6.1.11.2.3 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.

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 du boîtier;

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

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

6.1.11.2 General procedure for thermal resistance measurements

6.1.11.2.1 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.

6.1.11.2.2 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.

6.1.11.2.3 Measurement procedure

Two basic measurement procedures may be used.

Procedure I:

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

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:

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

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:

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

6.1.11.3 Exemples de circuits pratiques

6.1.11.3.1 Méthode de la tension directe émetteur-base

6.1.11.3.1.1 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 sensible à la température valable. On peut calculer la résistance thermique en utilisant la variation de la tension directe émetteur-base (ΔV_{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 (aire de sécurité) (SOAR).

6.1.11.3.1.2 But

Mesurer la résistance thermique entre la jonction et un point de référence spécifié 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.

6.1.11.3.1.3 Liste des symboles

$R_{th(j-x)}$	=	résistance thermique jonction-point x de référence (en millivolts par degré Celsius)
ΔP_T	=	variation de la dissipation de puissance du dispositif en essai (en watts)
ΔT_j	=	variation de la température de jonction due à ΔP_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)
αV_{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)

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:

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

6.1.11.3 Examples of practical circuits

6.1.11.3.1 Emitter-base forward voltage method

6.1.11.3.1.1 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 (ΔV_{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 a 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).

6.1.11.3.1.2 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.

6.1.11.3.1.3 List of symbols

$R_{th(j-x)}$ = thermal resistance from the junction to a reference point x (in millivolts per degree Celsius)

ΔP_T = power dissipation variation of the device under test (in watts)

ΔT_j = junction temperature variation caused by ΔP_T (in degrees Celsius)

I_M = measuring current (in amperes)

I_H = heating current (in amperes)

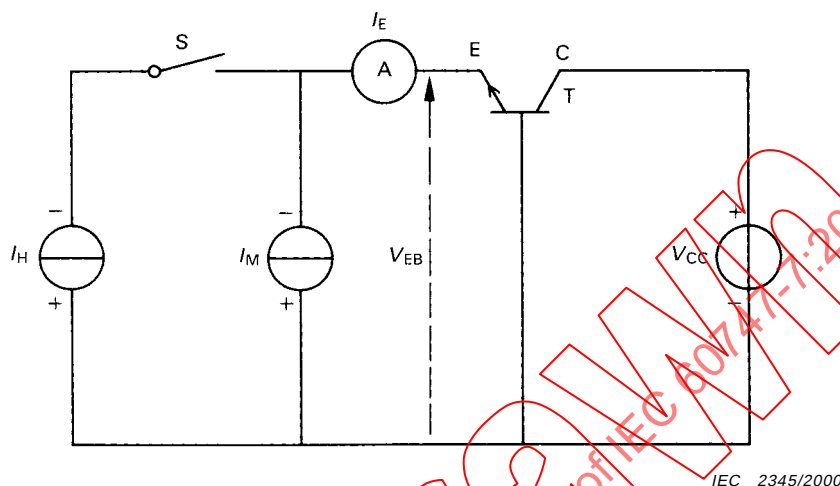
t_p = heating pulse duration (in seconds)

αV_{EB} = 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)

6.1.11.3.1.4 Principe de la méthode de mesure

On mesure la résistance thermique $R_{th(j-x)}$ entre la jonction et un point x de référence en choisissant une durée de l'impulsion d'échauffement (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_E = sonde de courant

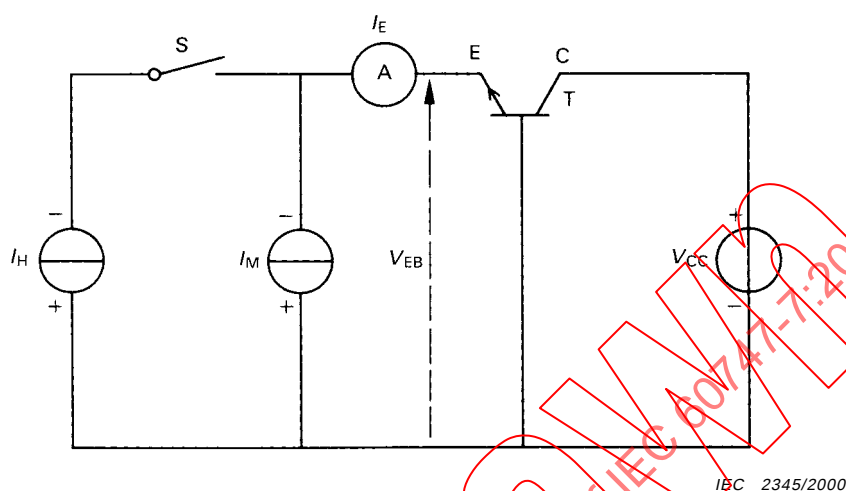
Figure 22 – Circuit de base pour mesurer la résistance thermique des transistors NPN

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.

6.1.11.3.1.4 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.



T = transistor being measured

I_E = current probe

Figure 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. DC or pulse switching conditions can be used for this measurement.

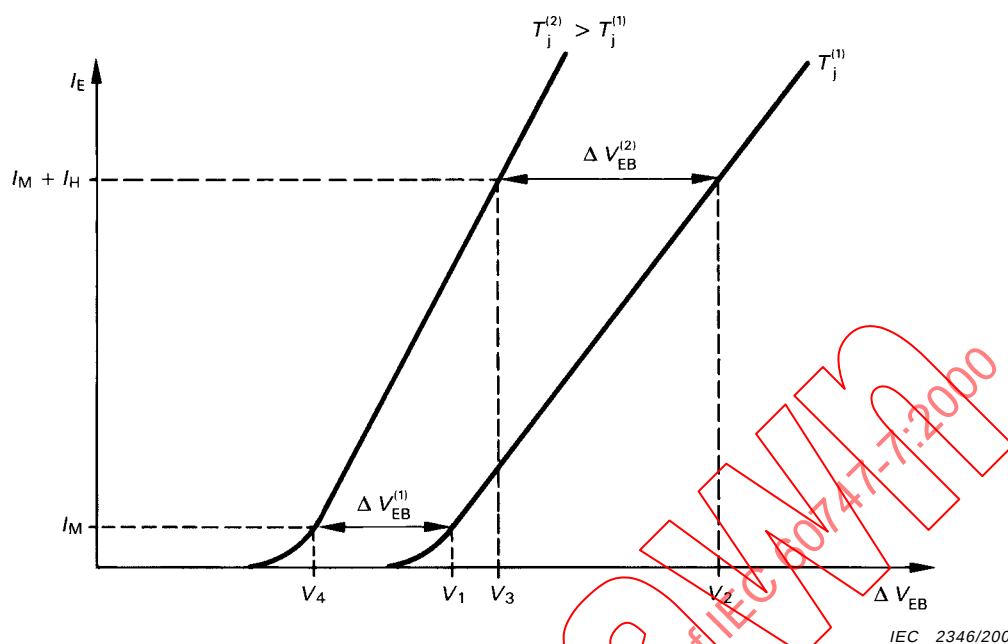


Figure 23 – Courant émetteur (I_E) en fonction de la tension directe émetteur-base (V_{EB}) pour les températures de jonction $T_j^{(1)}$ et $T_j^{(2)}$

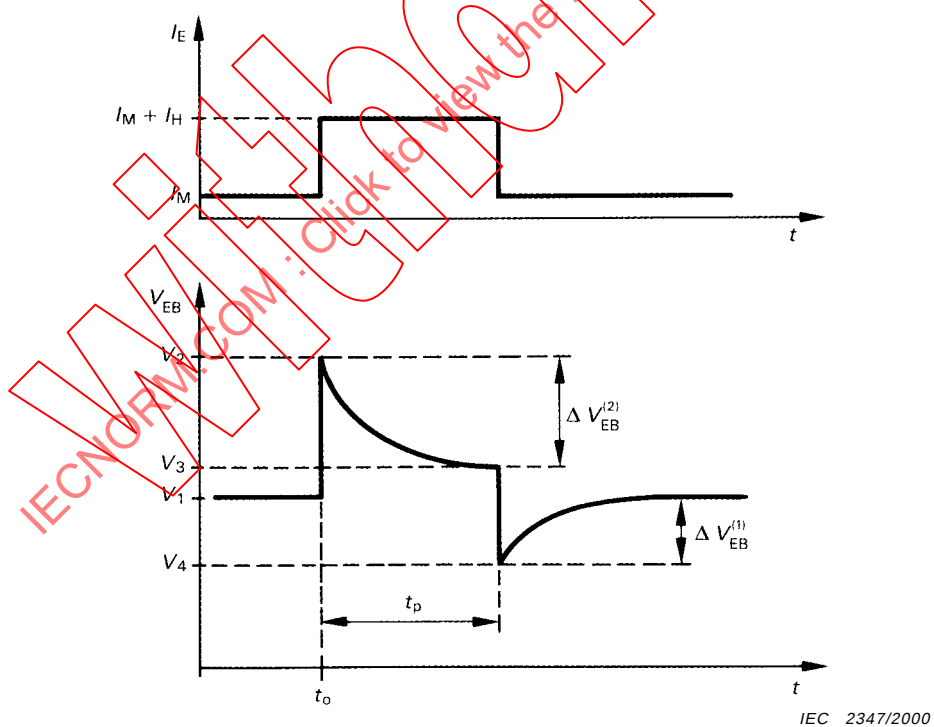
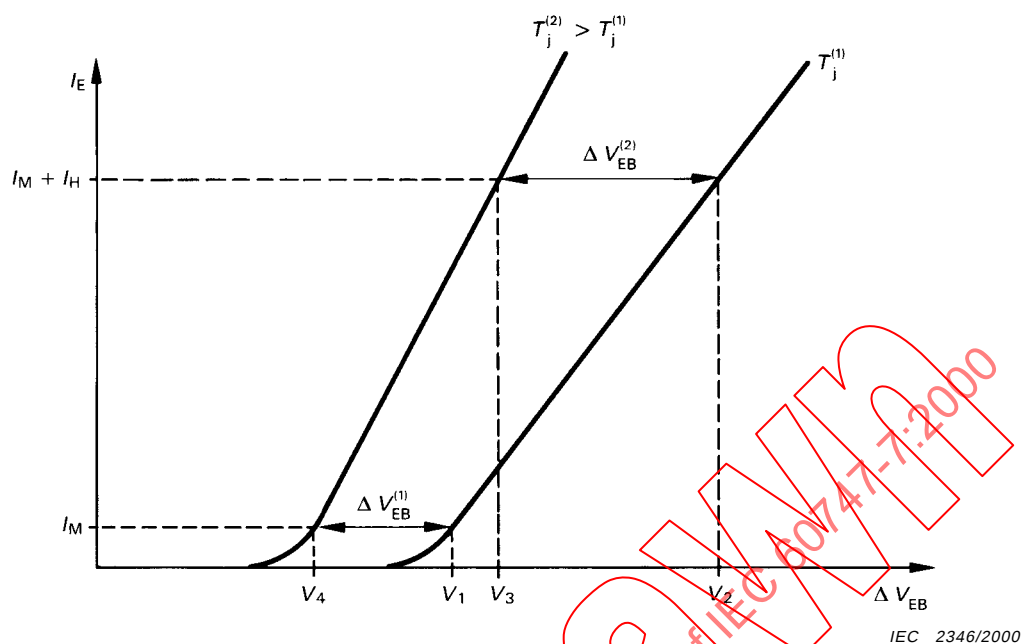
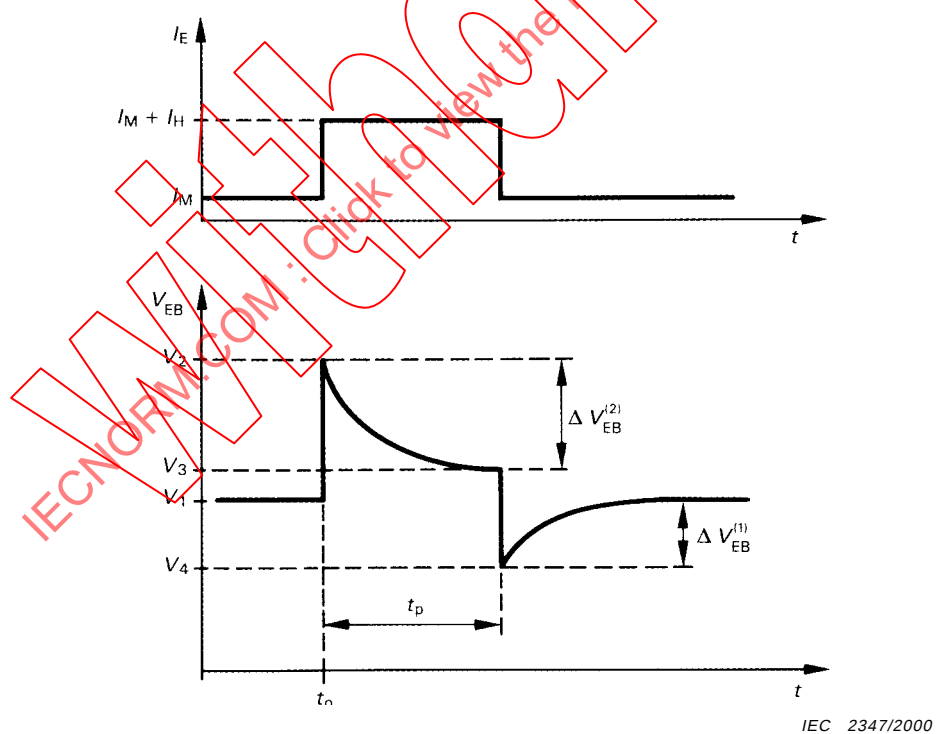


Figure 24 – Variation de I_E et V_{EB} en fonction du temps



IEC 2346/2000

Figure 23 – Emitter current (I_E) versus emitter-base voltage (V_{EB}) for the junction temperatures $T_j^{(1)}$ and $T_j^{(2)}$



IEC 2347/2000

Figure 24 – I_E and V_{EB} change with time

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 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_1 .

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. 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_4).

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:

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta T_j}{\Delta P_T} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha V_{EB}}{I_H V_{EB} + h_{FB} I_H V_{CB}} \quad (1)$$

où h_{FB} est le gain en courant de 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:

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha V_{EB}}{I_H V_{CB}} \quad (2)$$

On mesure ainsi la résistance thermique entre la jonction et un 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 que la température du point de référence ne varie pas sensiblement.

Par exemple, pour mesurer la résistance thermique jonction-pastille de silicium, on choisit une valeur de 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-ambiance $R_{th(j-a)}$, on choisit une valeur t_p suffisamment grande pour que le boîtier soit en équilibre thermique, par expérience supérieure à quelques dizaines de minutes pour la plupart des transistors.

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 measuring current flows into the transistor. The emitter-base forward voltage rise 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 (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 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. 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:

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta T_j}{\Delta P_T} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha V_{EB}}{I_H V_{EB} + h_{FE} I_H V_{CB}} \quad (1)$$

where h_{FE} is the common base current gain of the transistor.

In general, V_{CB} is much larger than V_{EB} and h_{FE} is approximately equal to 1.

Therefore to a good approximation:

$$R_{th(j-x)} = \frac{\Delta V_{EB}^{(1)} / \alpha V_{EB}}{I_H V_{CB}} \quad (2)$$

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.

En utilisant le coefficient de température de V_{EB} 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.

6.1.11.3.1.5 Exécution

- a) Régler la tension de polarisation à la valeur spécifiée V_{CB} .
- b) Mesure du coefficient de température αV_{EB} .

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 αV_{EB} .

On utilise généralement un courant de mesure de 1 mA à 50 mA. Il faut noter que le coefficient de température αV_{EB} 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 la 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 la 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).

6.1.11.3.1.6 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

6.1.11.3.2 Coefficient de température de la tension directe émetteur-base en fonction du courant

Le coefficient de température αV_{EB} de la tension directe émetteur-base est fonction de la densité du 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 est la concentration des impuretés dans la base;

D_B est le coefficient de diffusion des porteurs minoritaires dans la région de base;

n_i est la concentration des porteurs intrinsèques;

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 a large current is inaccurate due to the voltage drop in the device and so this method is not generally used.

6.1.11.3.1.5 Measurement procedure

- a) The bias supply is set to the specified value V_{CB} .
- b) Measurement of the temperature coefficient αV_{EB} .

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 αV_{EB} .

A measuring current ranging from 1 mA to 50 mA. Note that the temperature coefficient αV_{EB} 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 ($\Delta V_{EB}^{(1)}$) at the measuring current is measured on the oscilloscope or by another method or a more accurate method; the thermal resistance is calculated using equation (1) or (2).

6.1.11.3.1.6 Specified conditions

- Measuring current (I_M)
- Junction heating emitter current (I_H)
- Heating pulse duration (t_p)
- Collector-base voltage (V_{CB})
- Mounting arrangement

6.1.11.3.2 Current dependence of the thermal coefficient of the emitter-base forward voltage

The thermal coefficient αV_{EB} 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_{FE} is nearly unity, is given theoretically by Shockley:

$$I_E \approx \frac{q D_B n_i^2 A_E}{N_B W_B} \exp(q V_{EB} / k T) \quad (3)$$

where

- N_B is the concentration of impurities in the base region;
- D_B is the diffusion coefficient of minority carriers in the base region;
- n_i is the intrinsic carrier concentration;

W_B est l'épaisseur de la base;
 T est la température absolue;
 A_E est la surface de la jonction émetteur-base;
 q est la charge de l'électron = $1,60 \times 10^{-19}$ C;
 k est la 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 αV_{EB} . On calcule k/q à partir de leurs valeurs numériques. αV_{EB} est donné par:

$$\begin{aligned} \alpha V_{EB} &= \frac{dV_{EB}}{dT} = \frac{k}{q} \ln(J_E) + c \\ &= -8,63 \times 10^{-2} \ln(J_E) + c \quad (\text{mV/}^\circ\text{C}) \end{aligned} \quad (5)$$

où

$$J_E = \frac{I_E}{A_E} \quad (\text{A/cm}^2)$$

$$c = \frac{k}{q} \ln \left(\frac{D_B n_i^2}{N_B W_B} \right) \quad (\text{mV/}^\circ\text{C})$$

Il apparaît alors clairement que αV_{EB} est proportionnel au logarithme de J_E . Des mesures expérimentales de αV_{EB} sont indiquées dans la figure 25. 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 °C à 200 °C et que sa valeur est voisine de 2,2 mV/K.

Pour les courants élevés, αV_{EB} 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 un courant de mesure suffisamment faible pour obtenir une mesure exacte de αV_{EB} .

W_B is the base width;

T is the absolute temperature;

A_E is the emitter-base junction area;

q is the magnitude of electronic charge = $1,60 \times 10^{-19}$ C;

k is the Boltzmann 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 αV_{EB} . k/q is calculated using numerical values. αV_{EB} is given by:

$$\begin{aligned} \alpha V_{EB} &= \frac{dV_{EB}}{dT} = \frac{k}{q} \ln(J_E) + c \\ &= -8,63 \times 10^{-2} \ln(J_E) + c \quad (\text{mV}/^\circ\text{C}) \end{aligned} \quad (5)$$

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 αV_{EB} is proportional to the logarithm of J_E . Experimental measurements of αV_{EB} are shown in figure 25. 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 °C to 200 °C and its value is around 2,2 mV/K.

For large currents, αV_{EB} 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 αV_{EB} .

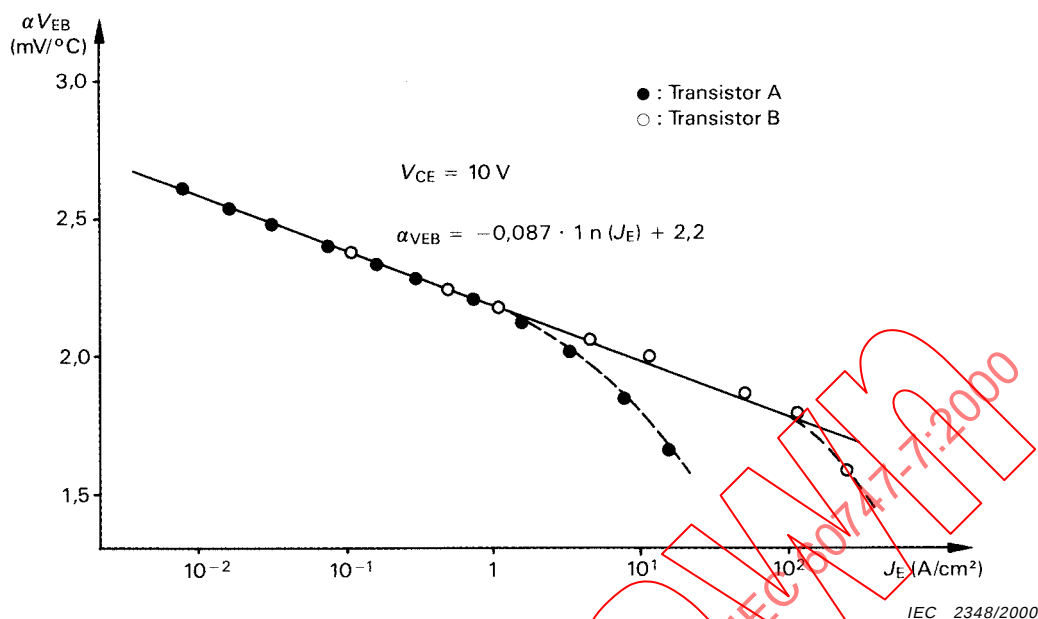
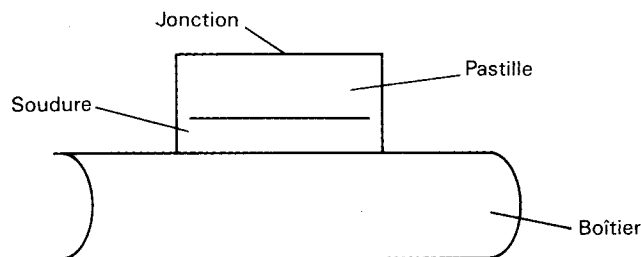


Figure 25 – Coefficient de température (αV_{EB}) en fonction de la densité de courant émetteur typique (J_E)

6.1.11.3.3 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'ambiance. 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'ambiance. 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 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.



IEC 2349/2000

Figure 26a – Section droite d'un transistor typique en boîtier métallique (cavité)

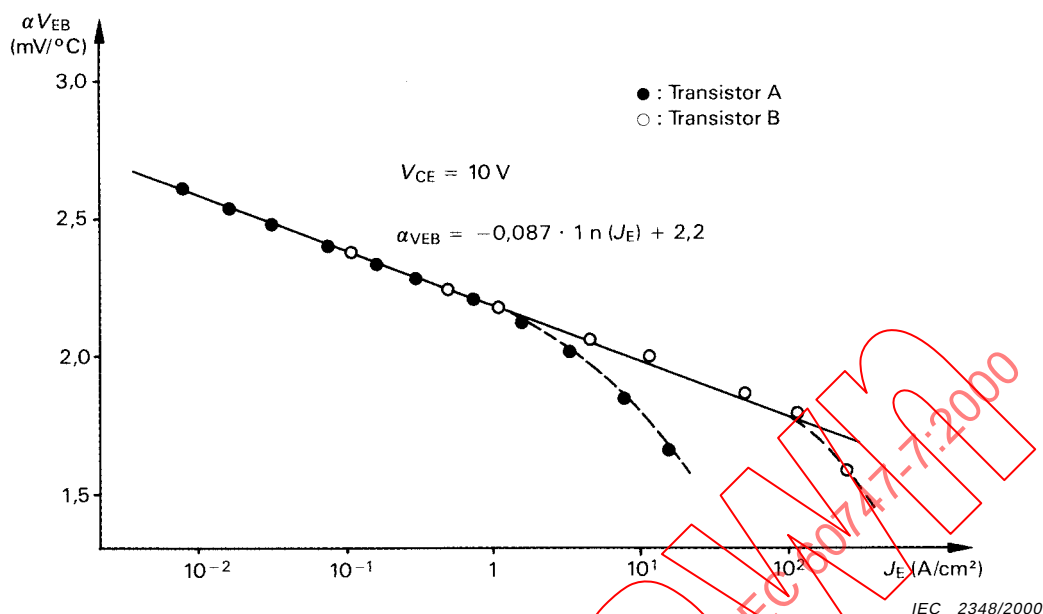
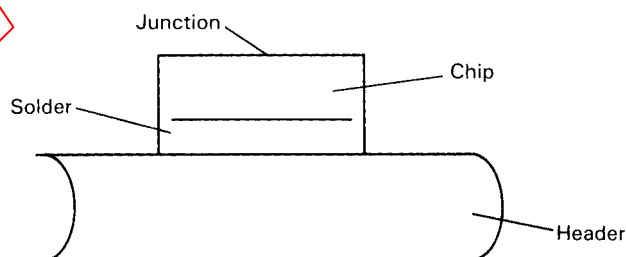


Figure 25 – Temperature coefficient (αV_{EB}) versus typical emitter current density (J_E)

6.1.11.3.3 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 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.



IEC 2349/2000

Figure 26a – Cross-section of a typical transistor in metallic case (cavity)

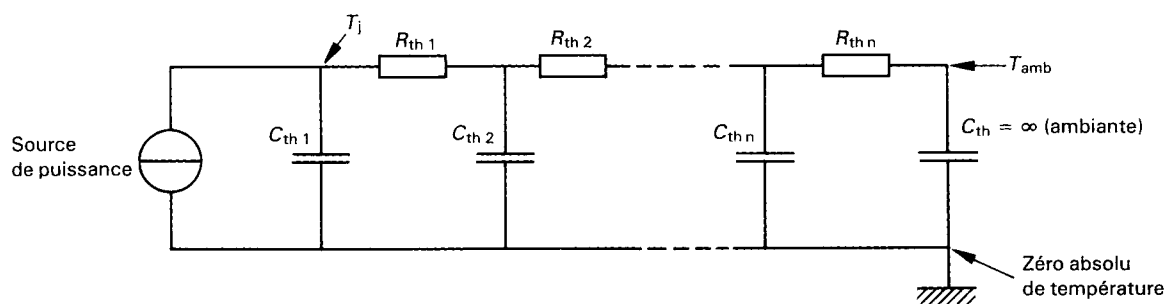


Figure 26b – Circuit thermique équivalent

La figure 27 indique une caractéristique de la résistance thermique transitoire typique.

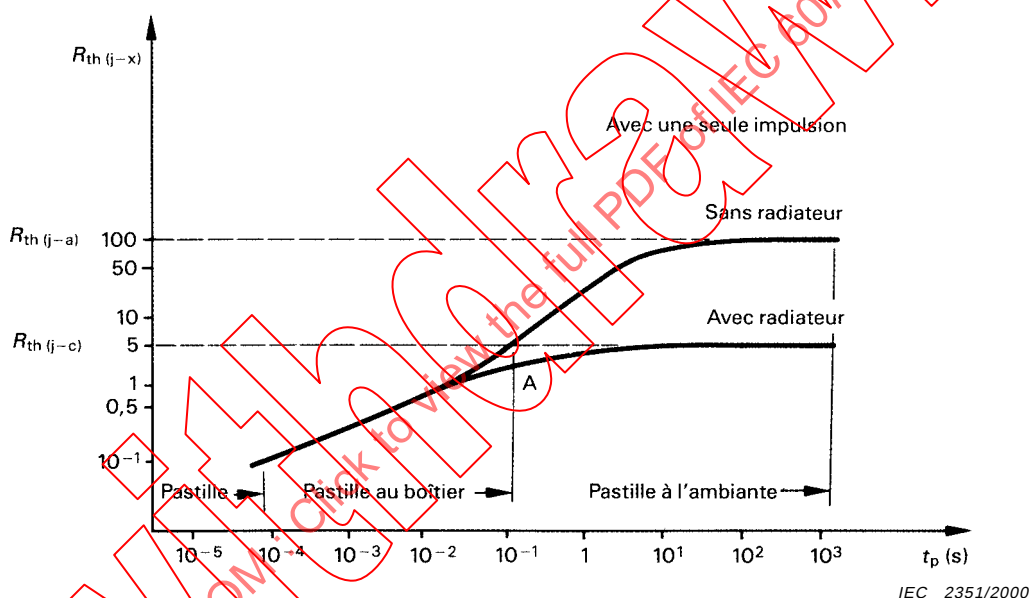
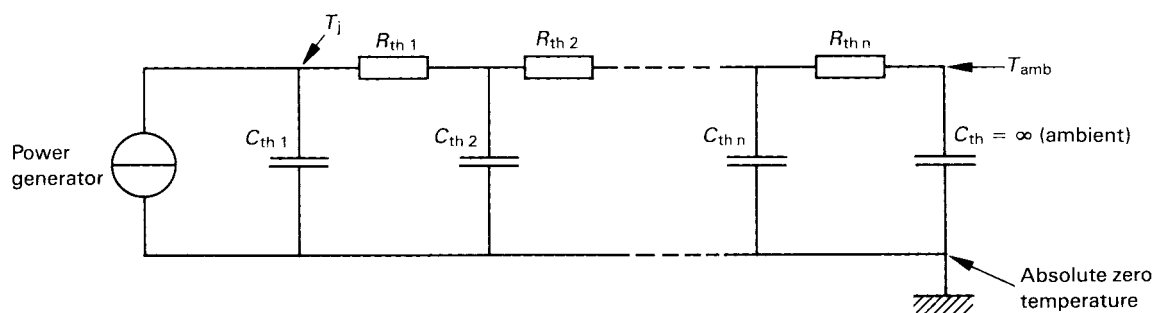


Figure 27 – Exemple de caractéristique de la résistance thermique transitoire typique en fonction de la durée de l'impulsion d'échauffement

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 ΔV_{EB} donne la résistance thermique entre la jonction et un 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 la résistance thermique 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 $R_{th(j-a)}$.

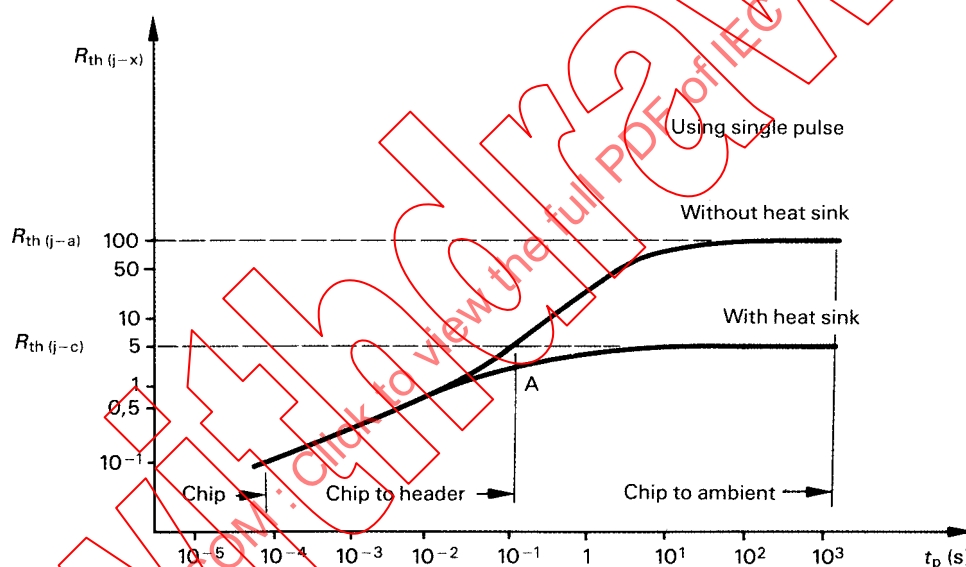
Il suffit de choisir une valeur convenable de t_p et de déterminer $R_{th(j-c)}$ pour le contrôle de la fixation de la pastille, ce qui est particulièrement important pour les transistors de puissance.



IEC 2350/2000

Figure 26b – Thermal equivalent circuit

A typical transient thermal resistance characteristic is shown in figure 27.



IEC 2351/2000

Figure 27 – Typical transient thermal resistance characteristic versus heating pulse duration

The transistor junction temperature variation as a function of time is known as the Mortenson's theory. The method of thermal resistance measurement using ΔV_{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 a small pulse duration is that from the junction to the silicon chip. In figure 27, this region corresponds to the thermal resistance at $t < 10^{-4}$ 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.

6.1.11.3.4 Application à la détermination de l'aire limite de fonctionnement (aire 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 (aire de sécurité) (SOAR).

On détermine facilement l'aire limite de fonctionnement (aire de sécurité), depuis le fonctionnement avec de courtes impulsions jusqu'à celui en continu, en utilisant la mesure de la résistance thermique. On utilise la méthode suivante: la valeur de ΔV_{EB} augmente avec V_{CB} pour les 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 à la figure 28.

En général, l'aire limite de fonctionnement (aire de sécurité) est spécifiée pour des valeurs inférieures à celles pour lesquelles ΔV_{EB} augmente rapidement. On obtient le même résultat en modifiant la valeur du courant d'échauffement I_H pour une V_{CB} fixée.

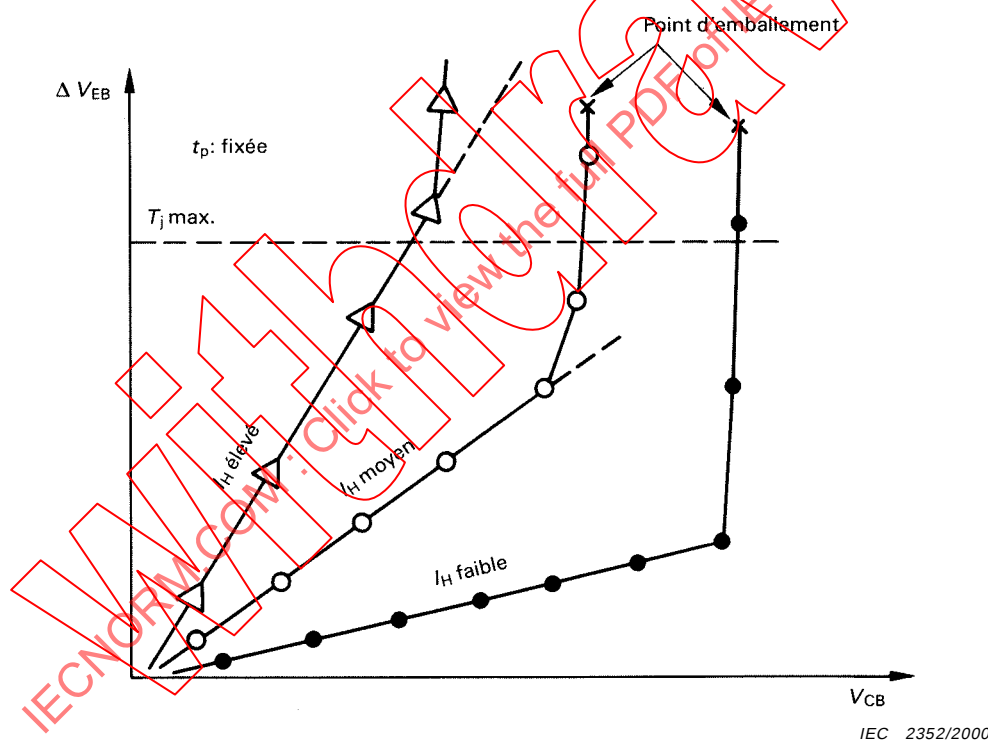


Figure 28 – Caractéristique ΔV_{EB} en fonction de la tension collecteur-base (V_{CB})

La figure 29 montre une aire limite de fonctionnement (aire 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 (aire 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 (aire de sécurité) est déterminée par la valeur limite de la dissipation de puissance.

6.1.11.3.4 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 the 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 ΔV_{EB} increases when increasing the collector-base voltage V_{CB} for a given I_H and t_p conditions. 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 ΔV_{EB} . The same result will also be obtained by changing the magnitude of the heating current I_H for a fixed V_{CB} .

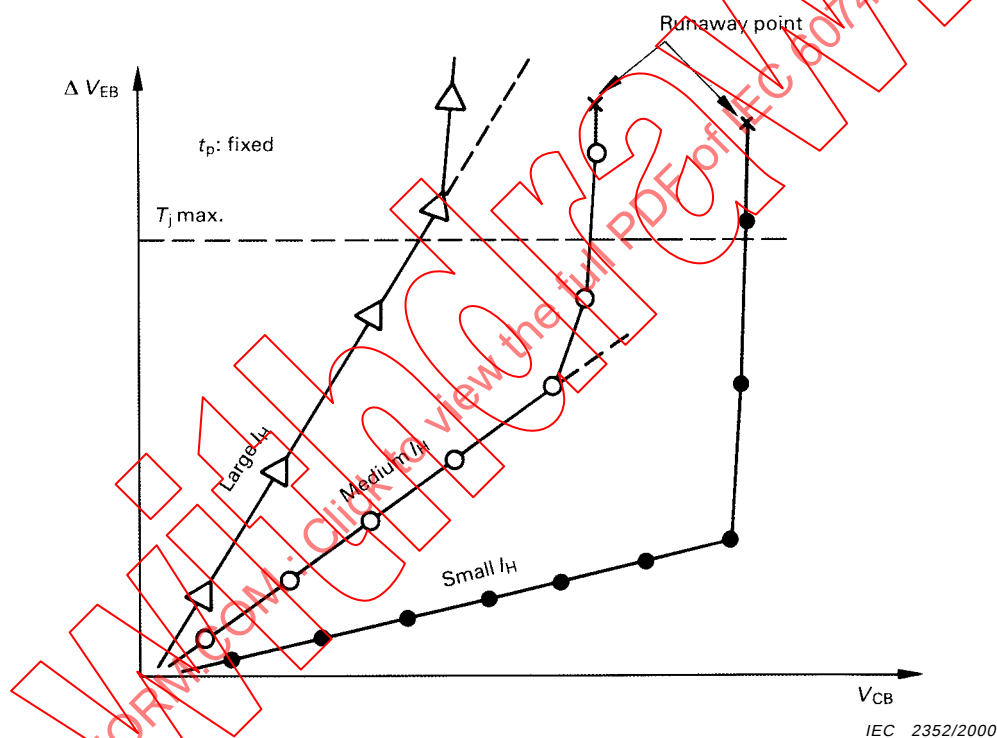


Figure 28 – Typical ΔV_{EB} versus collector-base (V_{CB}) characteristic

Figure 29 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.

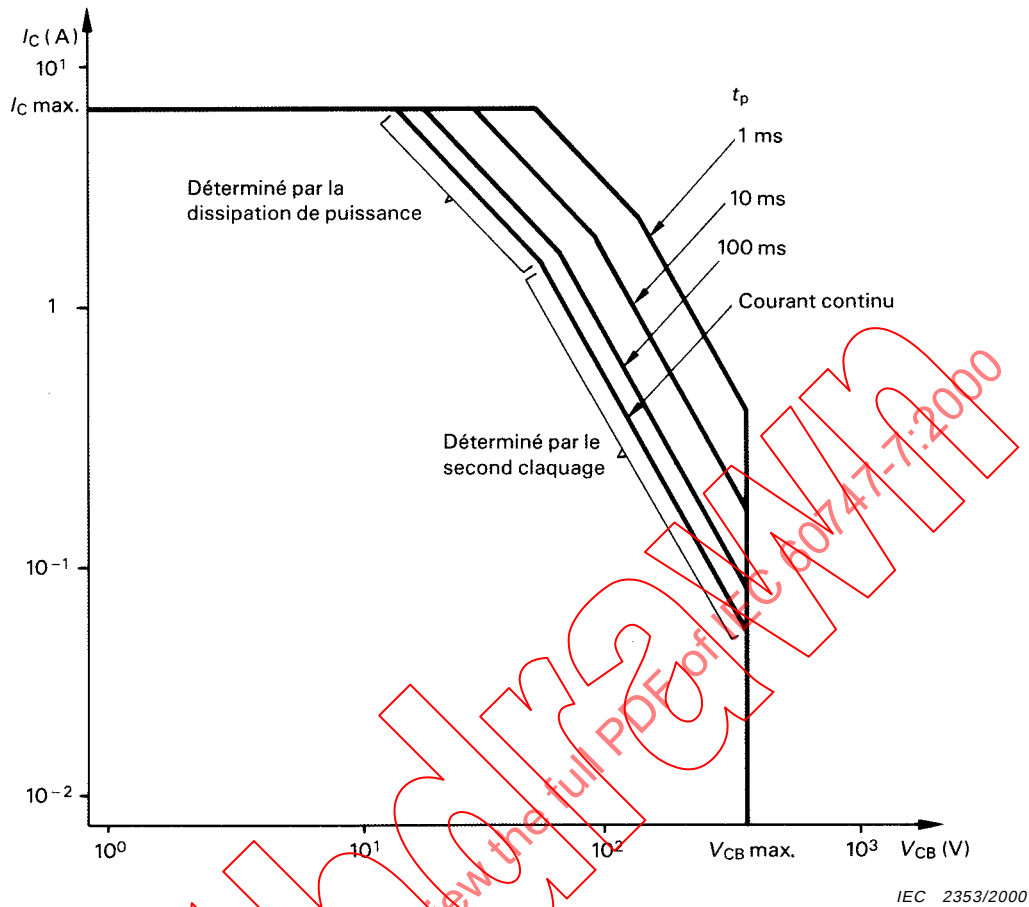


Figure 29 – Aire limite de fonctionnement (aire de sécurité) typique

6.1.12 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 et 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.

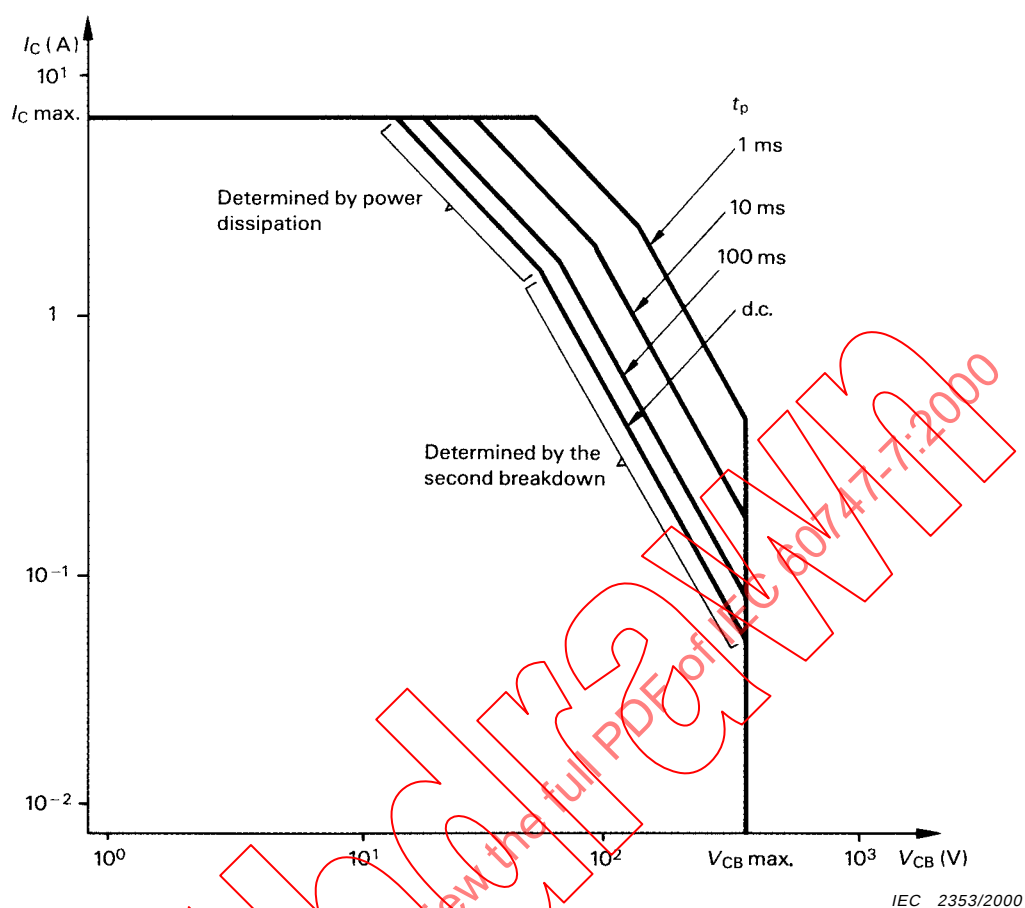


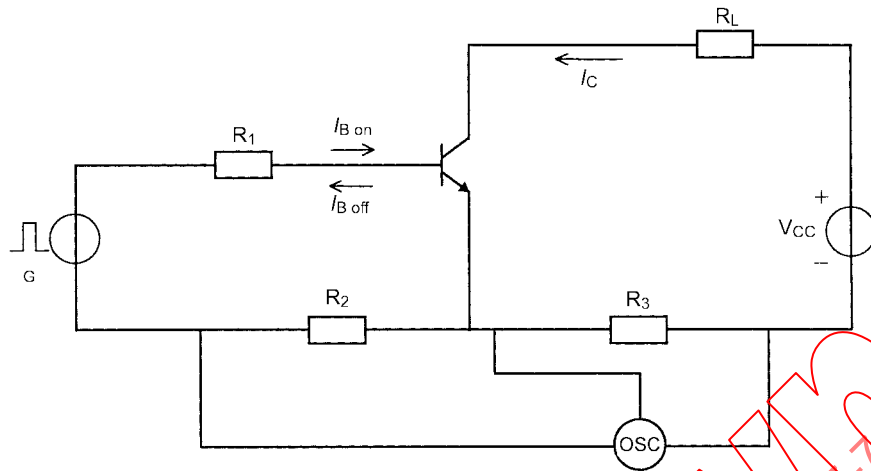
Figure 29 – Typical safe operating area

6.1.12 Switching times (t_d , 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) Schéma et forme d'ondes



T = transistor en mesure
OSC = oscilloscope à double trace

Figure 30 – Schéma de mesure

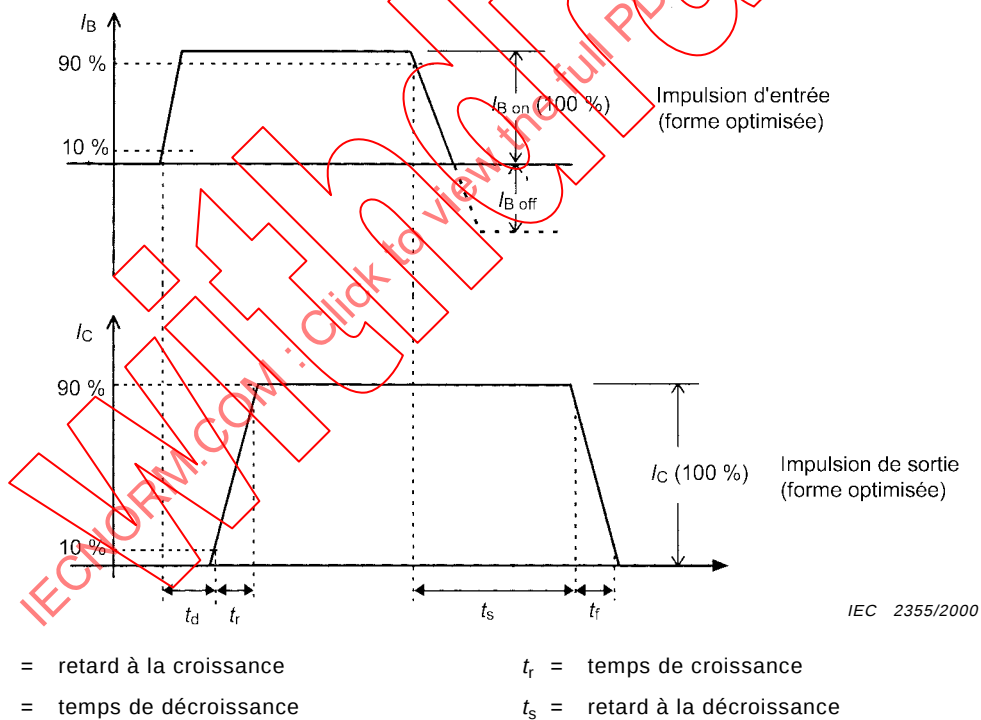
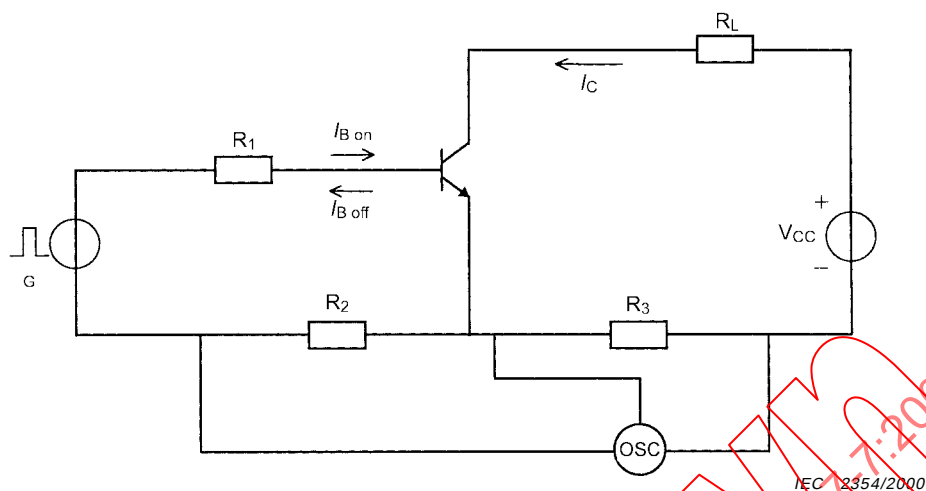


Figure 31 – Temps de commutation

c) Description et exigences du circuit

Les résistances R_1 et R_L peuvent être remplacées par des circuits équivalents à condition que ceux-ci présentent au transistor à mesurer les mêmes conditions spécifiées d'impédance et de tension, immédiatement avant et durant la mesure.

b) Circuit diagram and waveforms



T = transistor being measured

OSC = dual beam oscilloscope

Figure 30 – Circuit diagram

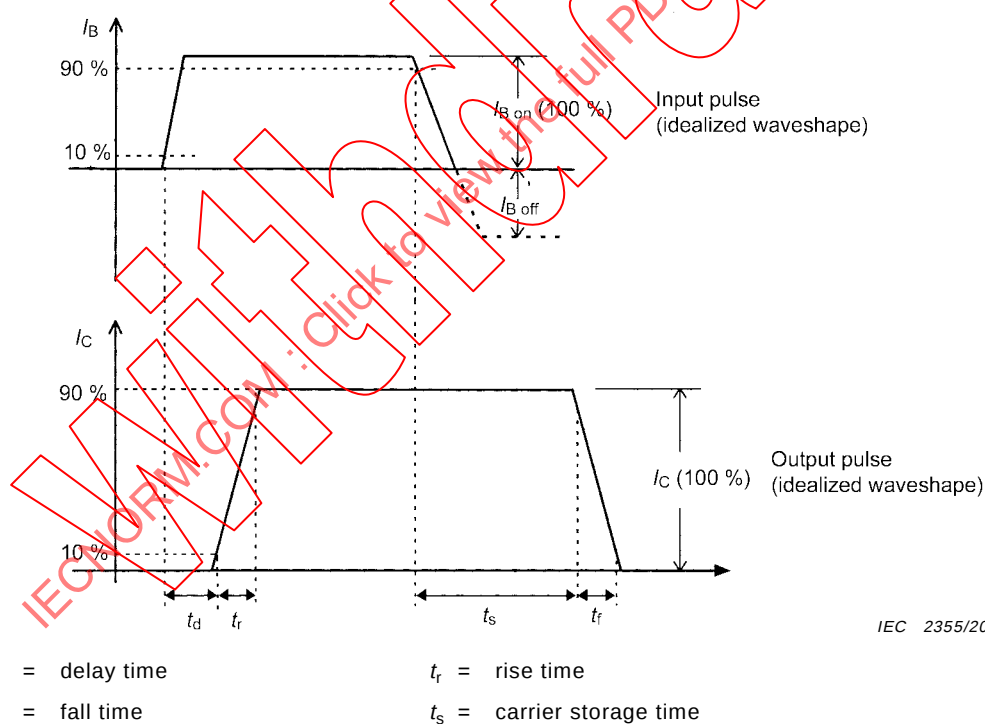


Figure 31 – Switching times

c) Circuit description and requirements

R_1 and R_L may be replaced by equivalent circuits provided these circuits present the same specified impedance and voltage conditions to the transistor being measured, immediately before and during the measurement.

d) Précautions à prendre

Voir aussi 2.3.6 de la CEI 60747-1, chapitre VII, section un sur les mesures en impulsions.

La mesure du 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 seront du type à faible inductance et auront 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 dépassées en dehors des périodes de mesure, il peut être nécessaire d'ajouter des circuits supplémentaires.

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 de sortie comme spécifié sur la figure 31.

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_s , t_f 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_1 et R_L)

6.1.13 Paramètres haute fréquence (f_T , C_{22b} , $Re(h_{11e})$, y_{oe} , $s_{..}$)

6.1.13.1 Introduction

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

a) Pour les transistors destinés à des applications d'usage général:

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

$$Re(h_{11e})$$

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

$$|h_{12b}|$$

d) Precautions to be observed

See also 2.3.6 on pulse measurements in IEC 60747-1, 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, the 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) 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.

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_1 and R_L)

6.1.13 High-frequency parameters (f_T , C_{22b} , $Re(h_{11e})$, $y..e$, $s..$)

6.1.13.1 Introduction

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

a) For transistors intended for general purpose applications:

- 1) Real part of the short-circuit, common-emitter input impedance:

$$Re(h_{11e})$$

- 2) Magnitude of the common-base open-circuit reverse voltage transfer ratio at a medium frequency:

$$|h_{12b}|$$

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

$$|h_{21e}|$$

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

$$C_{22b}$$

- b) 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:

$$\left. \begin{matrix} Y_{11e} \\ Y_{12e} \\ Y_{21e} \\ Y_{22e} \end{matrix} \right\} \text{ ou } \left\{ \begin{matrix} Y_{11b} \\ Y_{12b} \\ Y_{21b} \\ Y_{22b} \end{matrix} \right.$$

Précautions

- 1) Pour les précautions générales, voir l'article 2 de la CEI 60747-1, chapitre VII, section un. Sauf indication contraire, il convient que tous les condensateurs présentent 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), il convient que le plan de référence par rapport au dispositif soit spécifié pour la mesure considérée.

6.1.13.2 Fréquence de transition (f_T)

- a) But

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

- b) Schéma

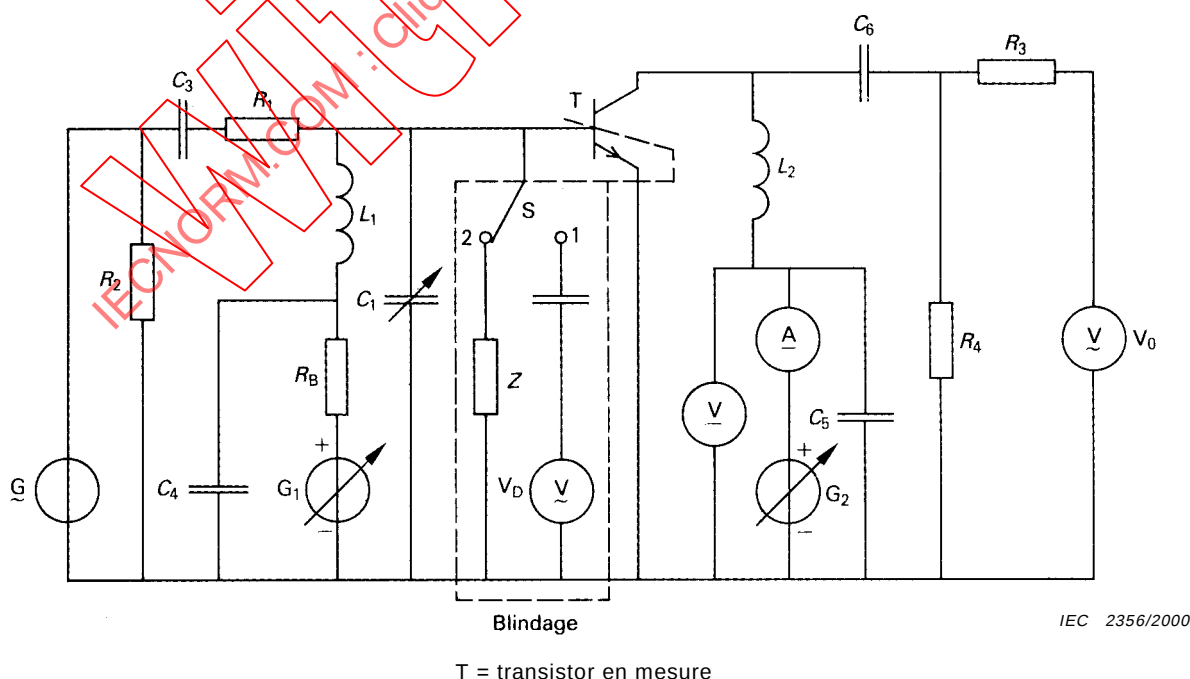


Figure 32 – Circuit pour la mesure de la fréquence de transition

- 3) Magnitude of the short-circuit common-emitter forward current transfer ratio at a high frequency:

$$|h_{21e}|$$

- 4) Open-circuit common-base output capacitance:

$$C_{22b}$$

- b) 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:

$$\left. \begin{matrix} Y_{11e} \\ Y_{12e} \\ Y_{21e} \\ Y_{22e} \end{matrix} \right\} \quad \text{or} \quad \left\{ \begin{matrix} Y_{11b} \\ Y_{12b} \\ Y_{21b} \\ Y_{22b} \end{matrix} \right.$$

Precautions

- 1) For general precautions, see clause 2 of IEC 60747-1, chapter VII, section one. 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.

6.1.13.2 Transition frequency (f_T)

- a) Purpose

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

- b) Circuit diagram

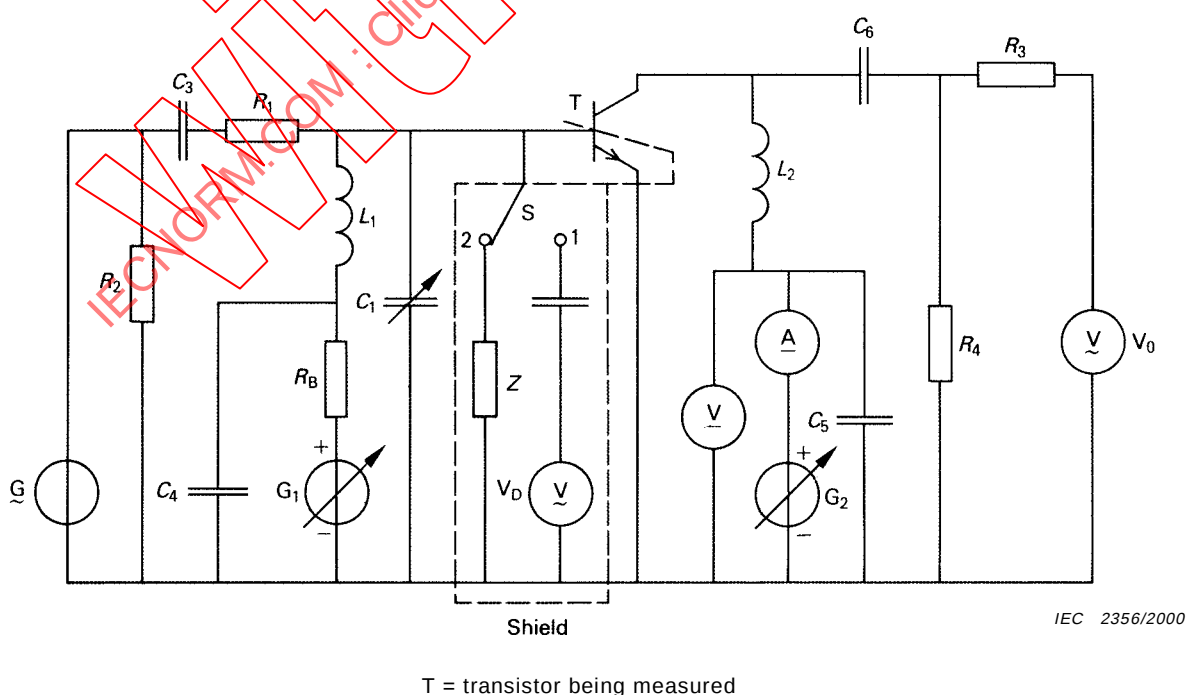


Figure 32 – Circuit for the measurement of the transition frequency

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 il convient que sa valeur soit grande par rapport à celle de R_4 .

La valeur de R_4 doit être petite par rapport à l'impédance de sortie du transistor.

Il convient que la valeur de R_B soit grande par rapport à V_{BE}/I_B .

L_1 et L_2 auront une impédance élevée à la fréquence de mesure et l'impédance de L_2 sera au moins 100 fois supérieure à celle de R_4 .

Il convient que les capacités C_4 et C_5 présentent un court-circuit à la fréquence de mesure. Les capacités C_3 et C_6 auront une impédance faible par rapport à celle de R_1 et R_4 .

d) Précautions à prendre

- 1) 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.

- 2) Eviter particulièrement les inductances parasites dans le conducteur de l'émetteur.
- 3) 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.

- 4) 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 sera 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.

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 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 voltmeter V_0 and should be of large value compared with that of R_4 .

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

- 1) 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 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.

- 2) It is particularly important that stray inductance in the emitter lead be avoided.
- 3) 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.

- 4) 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 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 an 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 de $V_0^{(2)}$ 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)

6.1.13.3 Capacité de sortie en montage base commune, sortie en circuit ouvert (C_{22b})

6.1.13.3.1 Pour un dispositif à trois sorties, la méthode de mesure donnée en 6.1.8.1.2 et décrite dans la figure 13 est applicable.

6.1.13.3.2 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 sera 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.

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

6.1.13.4.1 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 dans la figure 33.

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)

6.1.13.3 Open-circuit common-base output capacitance (C_{22b})

6.1.13.3.1 For a three-terminal device, the measuring method is given in 6.1.8.1.2 and described in figure 13 is applicable.

6.1.13.3.2 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.

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

6.1.13.4.1 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.

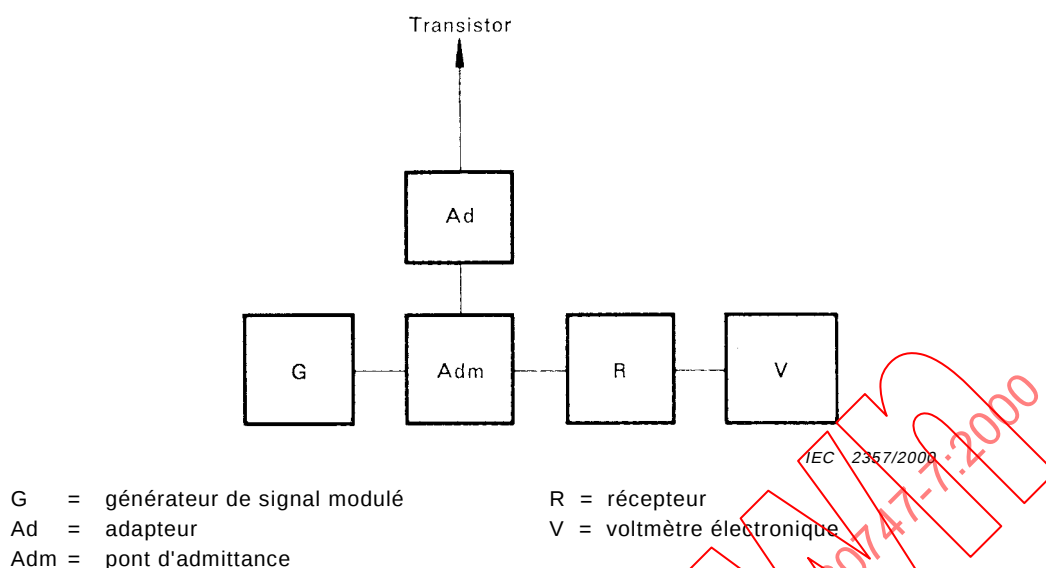
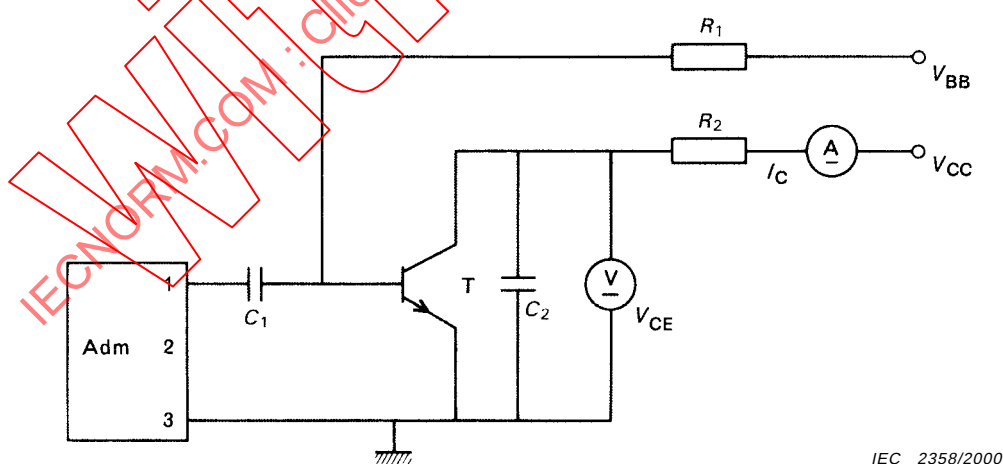


Figure 33 – Schéma synoptique du circuit pour la mesure des composantes résistive et réactive de h_{11e}

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

Un circuit d'adaptateur approprié à cette mesure est indiqué à la figure 34. Les valeurs des capacités C_1 et C_2 seront 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

Figure 34 – Circuit de l'adaptateur de la figure 33

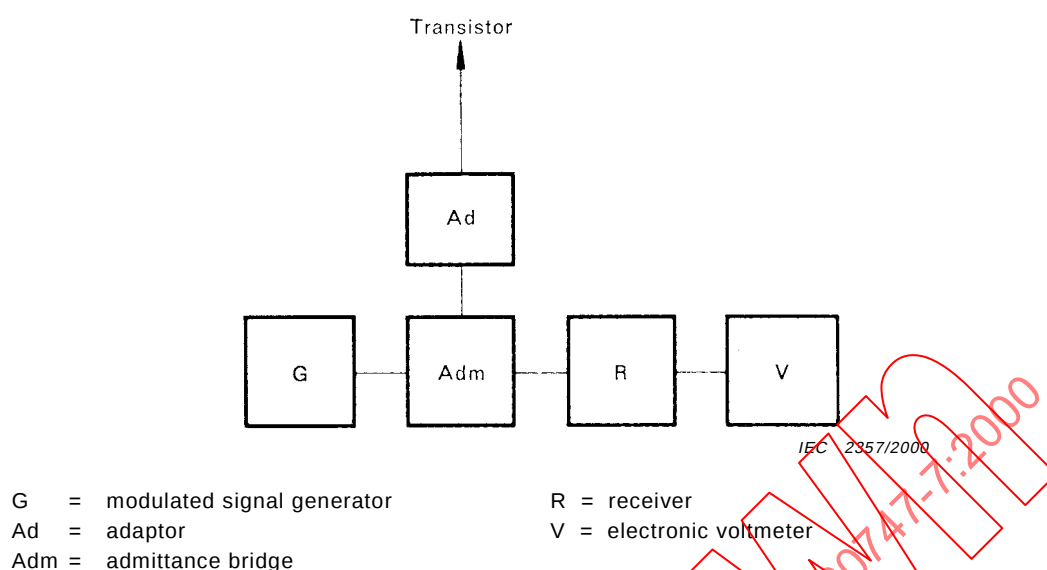


Figure 33 – Block-diagram of the circuit for the measurement of the resistive and reactive components of h_{11e}

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 capacitors C_1 and C_2 should be chosen to be effective short circuits at the frequency of measurement.

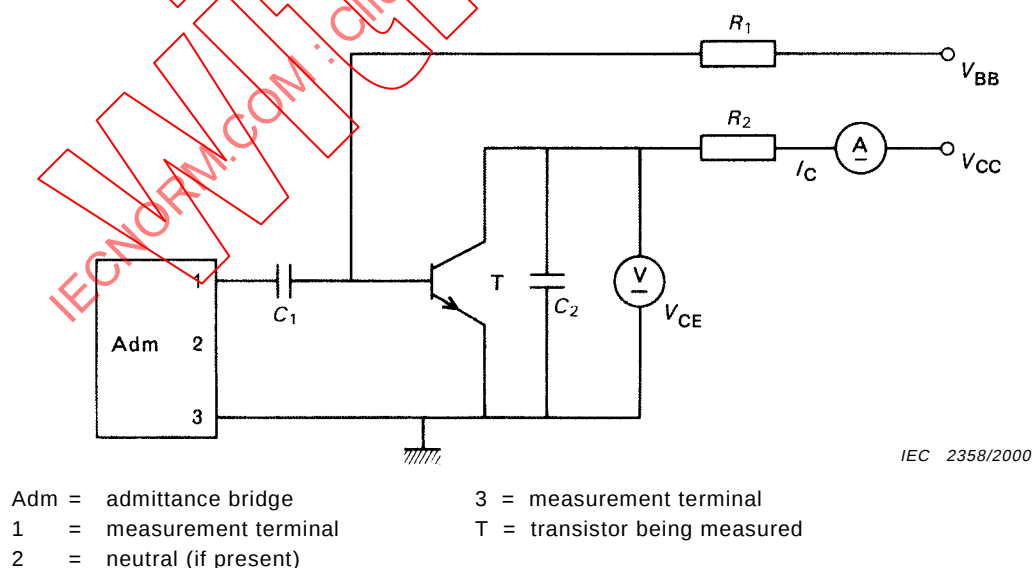


Figure 34 – Circuit of the adaptor shown in figure 33

6.1.13.4.2 Précautions spéciales

- 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.
- Comme le paramètre h_{11e} est particulièrement sensible au niveau de la tension de signal, l'attention est attirée sur la précaution générale donnée en 2.3.3 de la CEI 60747-1, chapitre VII, section un.

6.1.13.4.3 Exécution

Le pont est d'abord équilibré en l'absence du 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.

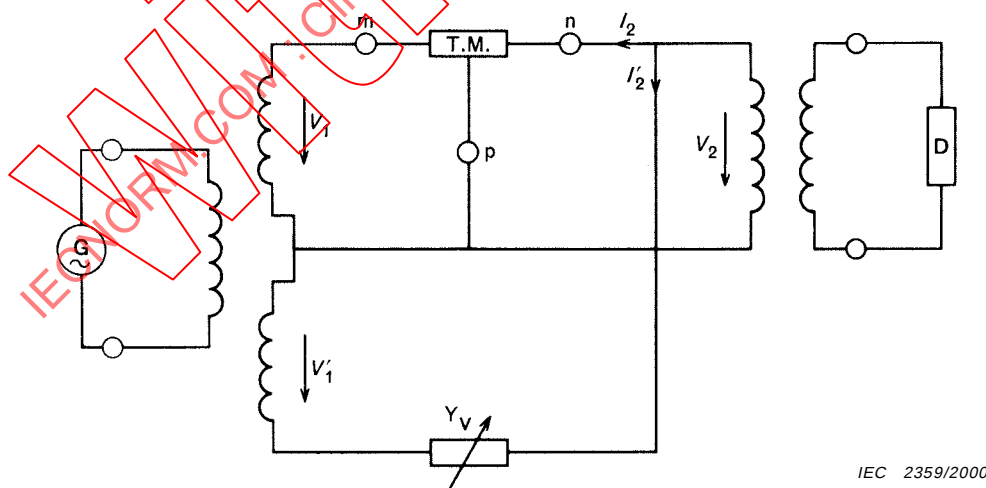
La valeur de $\text{Re}(h_{11e})$ est alors obtenue à partir des dernières lectures, soit directement, soit après correction, en tenant compte des valeurs obtenues lors du réglage initial.

6.1.13.5 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 à la figure 35.



IEC 2359/2000

D = détecteur

T.M. = tripôle à mesurer

Figure 35 – Circuit pour la mesure des paramètres complexes y en émetteur commun

6.1.13.4.2 Special precautions

- 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.
- Since the parameter h_{11e} is particularly sensitive to the signal voltage level, attention is called to the general precaution given in 2.3.3 of IEC 60747-1, chapter VII, section one.

6.1.13.4.3 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.

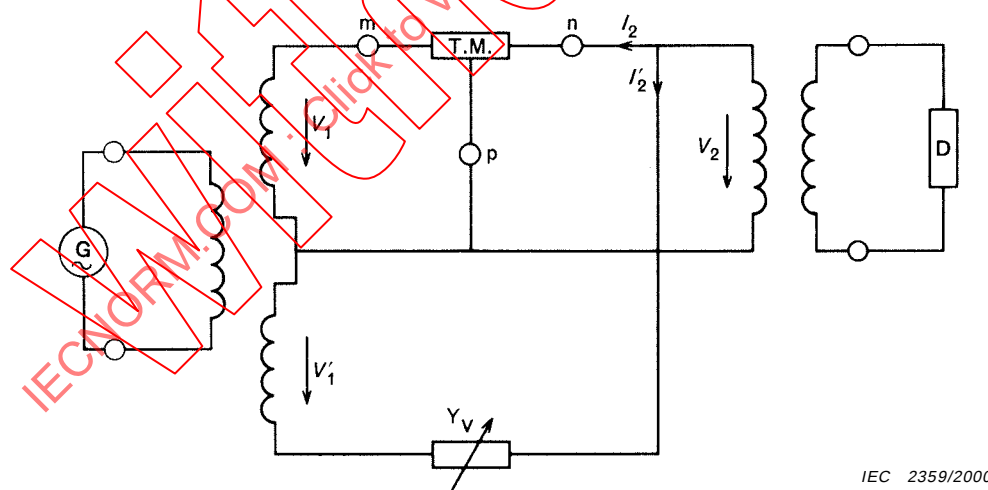
The value of $\text{Re}(h_{11e})$ is then obtained from the last readings either directly or after correction, using the recorded value arising from the initial adjustment.

6.1.13.5 Common-emitter y parameters

The 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.



IEC 2359/2000

- D = detector
T.M. = three-pole being measured

Figure 35 – Circuit for the measurement of complex common-emitter y parameters

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

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

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 selon les 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 aux figures 37, 38 et 39.

La figure 36 indique le circuit tripôle pour la mesure de y_{11e} .

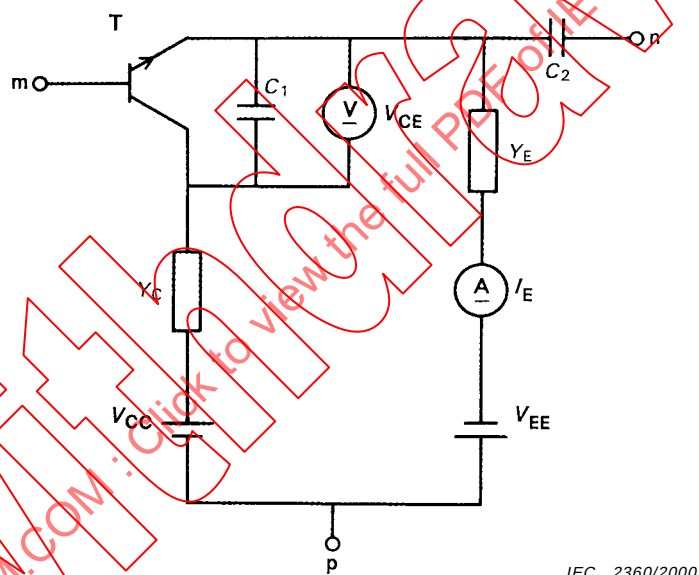


Figure 36 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{11e}

Les admittances Y_E et Y_C doivent satisfaire aux conditions suivantes:

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

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

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

De plus, les conditions suivantes doivent être remplies:

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

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

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

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

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 et 39.

Figure 36 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{11e} .

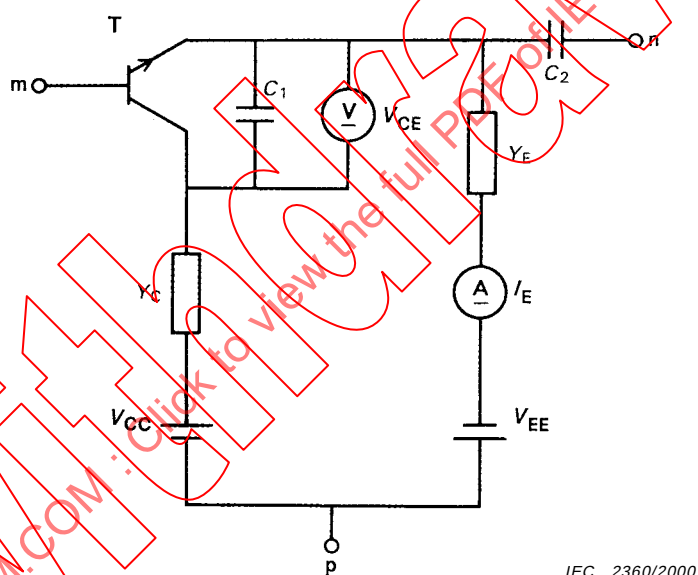


Figure 36 – Three-pole circuit for the measurement of y_{11e}

The admittances Y_E and Y_C must satisfy the following conditions:

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

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

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

In addition, the following conditions must be satisfied:

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

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

Conditions:

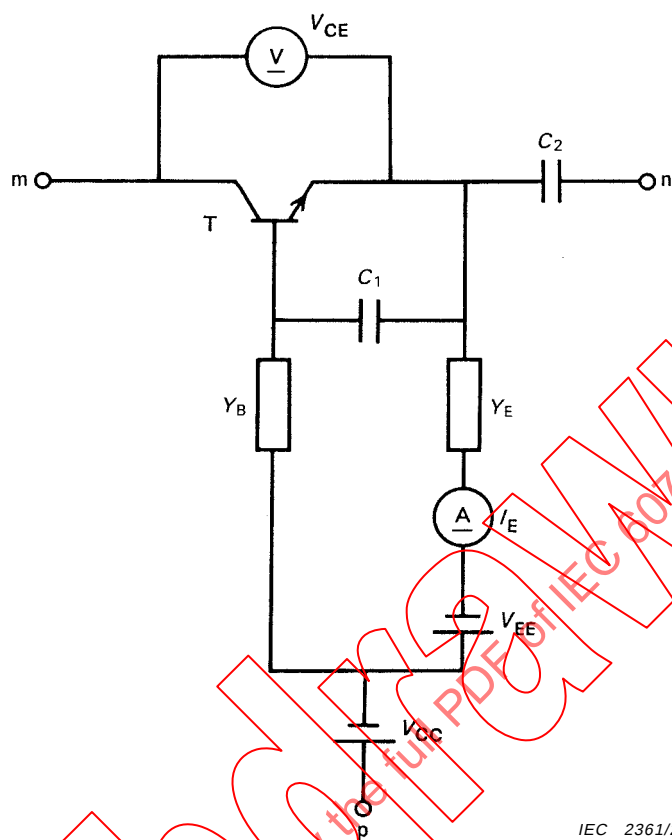


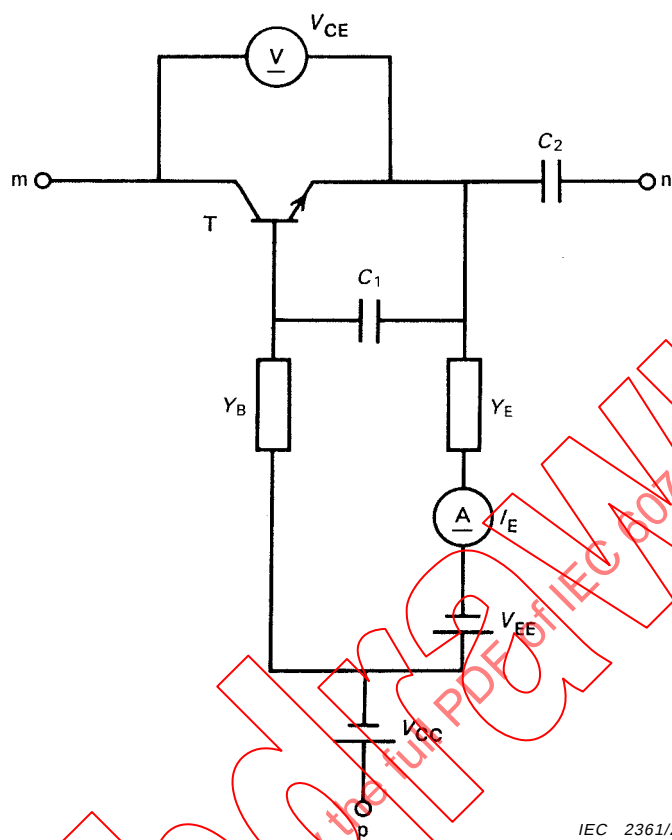
Figure 37 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{22e}

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

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

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

Figure 37 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{22e} .



IEC 2361/2000

Figure 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} .

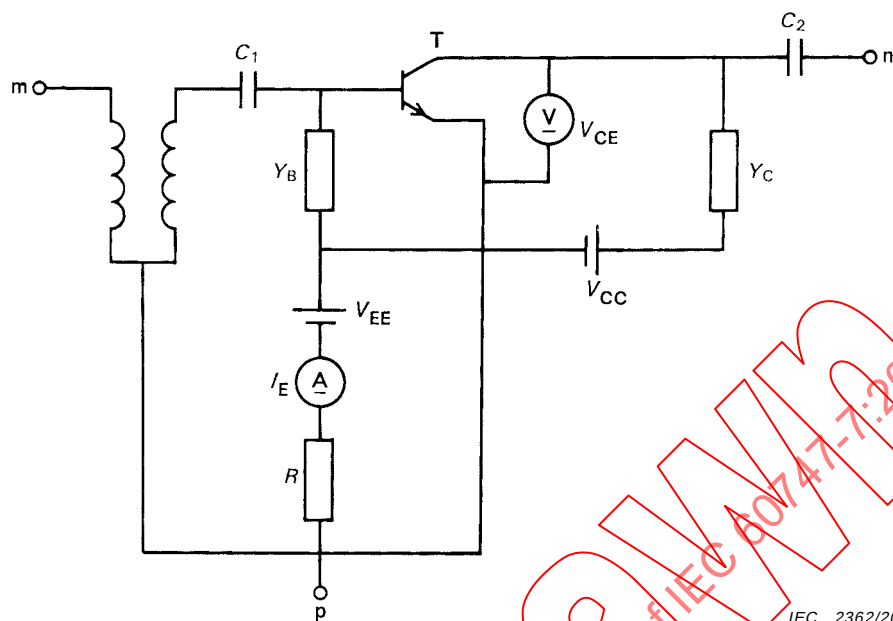


Figure 38 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{21e}

Conditions:

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

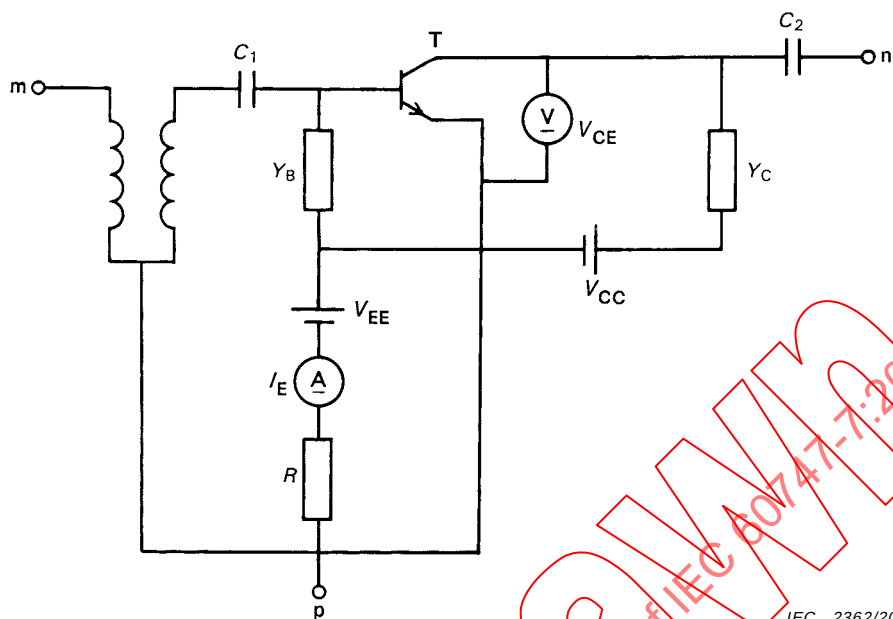
$$\omega C_1 \gg |Y_B|$$

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

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

NOTE Il est nécessaire d'ajouter un transformateur inverseur de phase (indiqué sur la figure) si le pont ne peut pas mesurer une conductance négative.

Figure 38 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{21e} .



IEC 2362/2000

Figure 38 – Three-pole circuit for the measurement of y_{21e}

Conditions:

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

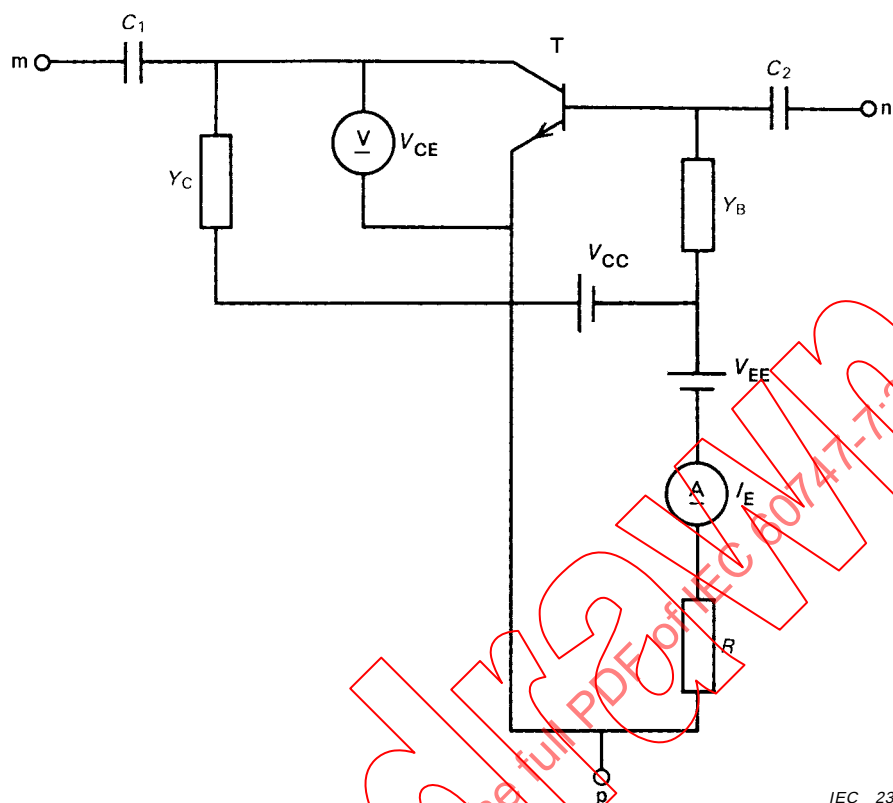
$$\omega C_1 \gg |Y_B|$$

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

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

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

La figure 39 indique le circuit tripôle pour la mesure de y_{12e} .



IEC 2363/2000

Figure 39 – Circuit tripôle pour la mesure de y_{12e}

Conditions:

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

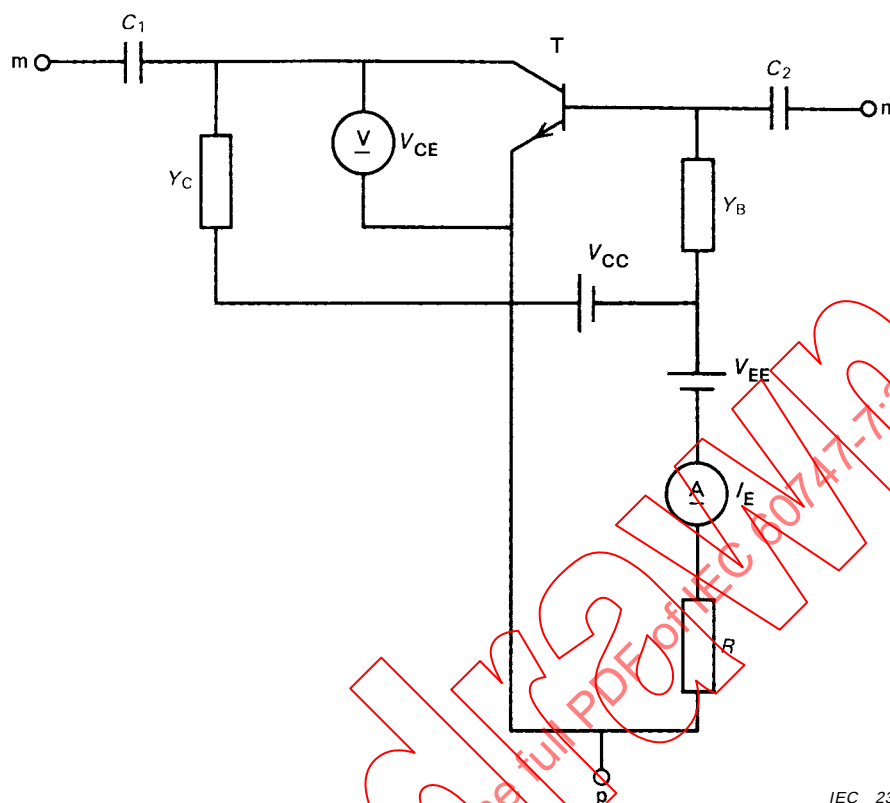
$$\omega C_1 \gg |Y_C|$$

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

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

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

Figure 39 shows the three-pole circuit for the measurement of y_{12e} .



IEC 2363/2000

Figure 39 – Three-pole circuit for the measurement of y_{12e}

Conditions:

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

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

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

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

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

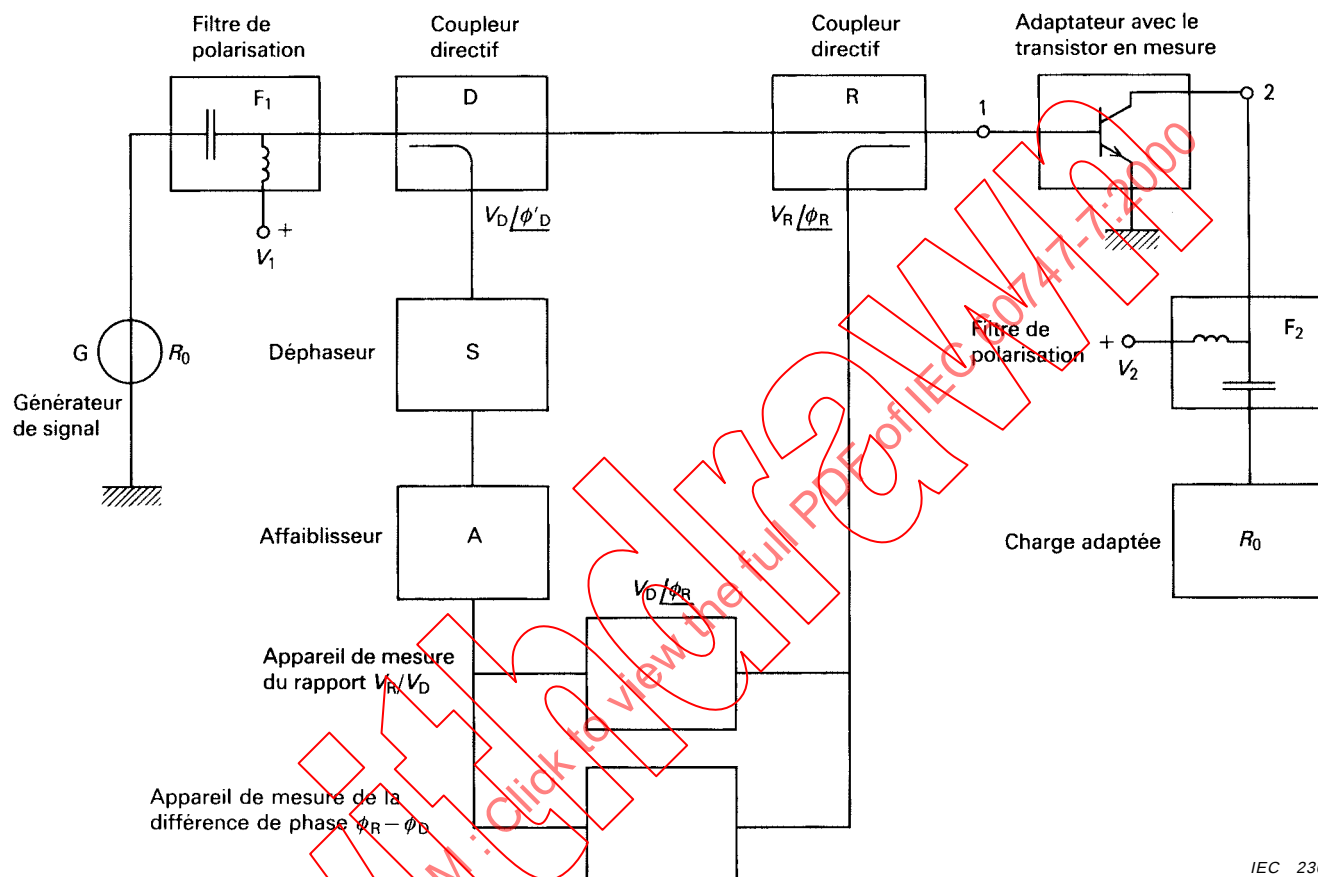
6.1.13.6 Paramètres s

6.1.13.6.1 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.

b) Schéma



IEC 2364/2000

Figure 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 d'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:

- 1) *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'affaiblissement (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 A_0 (si possible 0 dB) et S_0 (si possible 0 degré);
- 2) *méthode de zéro*, lorsqu'on ne dispose pas d'appareils étalonnés pour la mesure du rapport des tensions et de la différence de phase.

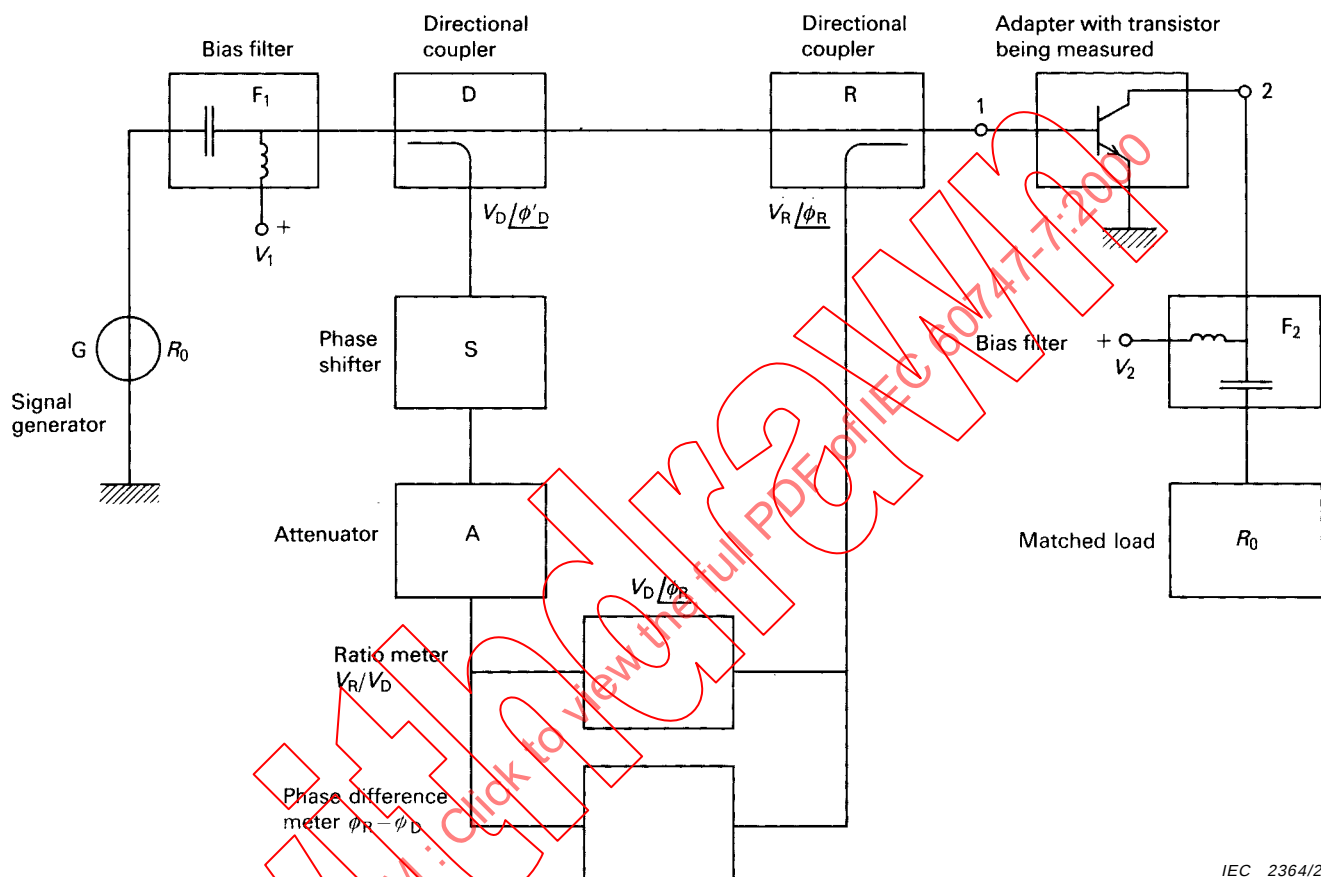
6.1.13.6 s parameters

6.1.13.6.1 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) Circuit diagram



IEC 2364/2000

Figure 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 types) 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:

- 1) *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 degree);
- 2) *null method*, when calibrated ratio and phase meters are not available.

d) Précautions à prendre

Les conditions en petits signaux doivent être maintenues; voir 2.3.3 de la CEI 60747-1, chapitre VII, section un.

Il convient que les adaptateurs des transistors soient conçus de telle manière 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 de sortie.

Pour l'adaptateur, on fournira un dessin et on indiquera le plan de référence.

Les lignes reliées aux bornes 1 et 2, y compris celles situées dans l'adaptateur, auront 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 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 venant de 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) 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

1) Méthode par lecture directe

V_1 étant nul et le transistor retiré, mettre un court-circuit entre les bornes d'entrée et 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 sera réglé pour lire 1 et le phasemètre pour lire 180° .

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. Il convient de tenir compte de ces 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 la borne d'entrée pour la mesure du paramètre s_{11} ou avec la borne de sortie pour la mesure du paramètre s_{22} . Appliquer les tensions de polarisation spécifiées aux bornes voulues.

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.

d) Precautions to be observed

Small-signal conditions must be maintained; see 2.3.3 of IEC 60747-1, chapter VII, section one.

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 the 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) 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

1) Direct reading method

With $V_1 = 0$ 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° .

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 into 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.

The amplitude ratio (V_R/V_D) and the phase difference ($\Phi_R - \Phi_D$) are then measured by means of the two meters.

Calculer la valeur du paramètre s_{11} (ou s_{22}) à partir de l'expression suivante:

$$s_{11} \text{ (ou } s_{22}) = V_R / V_D \angle \phi_R - \phi_D \quad (6)$$

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; dans ce cas, la valeur du paramètre s_{11} (ou s_{22}) est calculée à partir de l'expression suivante:

$$s_{11} \text{ (ou } s_{22}) = \frac{V_R / V_D}{\text{antilog}[(A_{01} - A_0) / 20]} \angle \phi_R - (\phi_D + S_{01} - S_0) \quad (7)$$

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 (décibels) et S_0 (degrés).

Mettre le transistor dans l'adaptateur, en ayant soin de faire coïncider les bornes d'entrée (point 1) avec la borne d'entrée pour la mesure du paramètre s_{11} ou avec la borne 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 (décibels) et S_1 (degrés).

Calculer la valeur du paramètre s_{11} (ou s_{22}) à partir de l'expression suivante:

$$s_{11} \text{ (ou } s_{22}) = \text{antilog}[(A_1 - A_0) / 20] \angle 180^\circ + S_1 - S_0 \quad (8)$$

f) Conditions spécifiées

- Température ambiante (T_{amb})
- Conditions de polarisation
- Fréquence (f)
- Plan de référence
- Impédance de référence purement résistive

The value of the parameter s_{11} (or s_{22}) is calculated using the expression:

$$s_{11} \text{ (or } s_{22}) = V_R / V_D \angle \Phi_R - \Phi_D \quad (6)$$

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 a 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:

$$s_{11} \text{ (or } s_{22}) = \frac{V_R / V_D}{\text{antilog}[(A_{01} - A_0) / 20]} \angle \Phi_R - (\Phi_D + S_{01} - S_0) \quad (7)$$

2) Null method

The measurement is made by means of a calibrated attenuator A having a constant phase shift, a graduated phase shifter S having a 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.

Attenuator A and phase shifter S are then varied until a null is observed and the readings A_0 (decibels) and 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 attenuator A and phase shifter S; the values A_1 (decibels) and S_1 (degrees) are recorded.

The value of the parameter s_{11} (or s_{22}) is calculated using the expression:

$$s_{11} \text{ (or } s_{22}) = \text{antilog}[(A_1 - A_0) / 20] \angle 180^\circ + S_1 - S_0 \quad (8)$$

f) Specified conditions

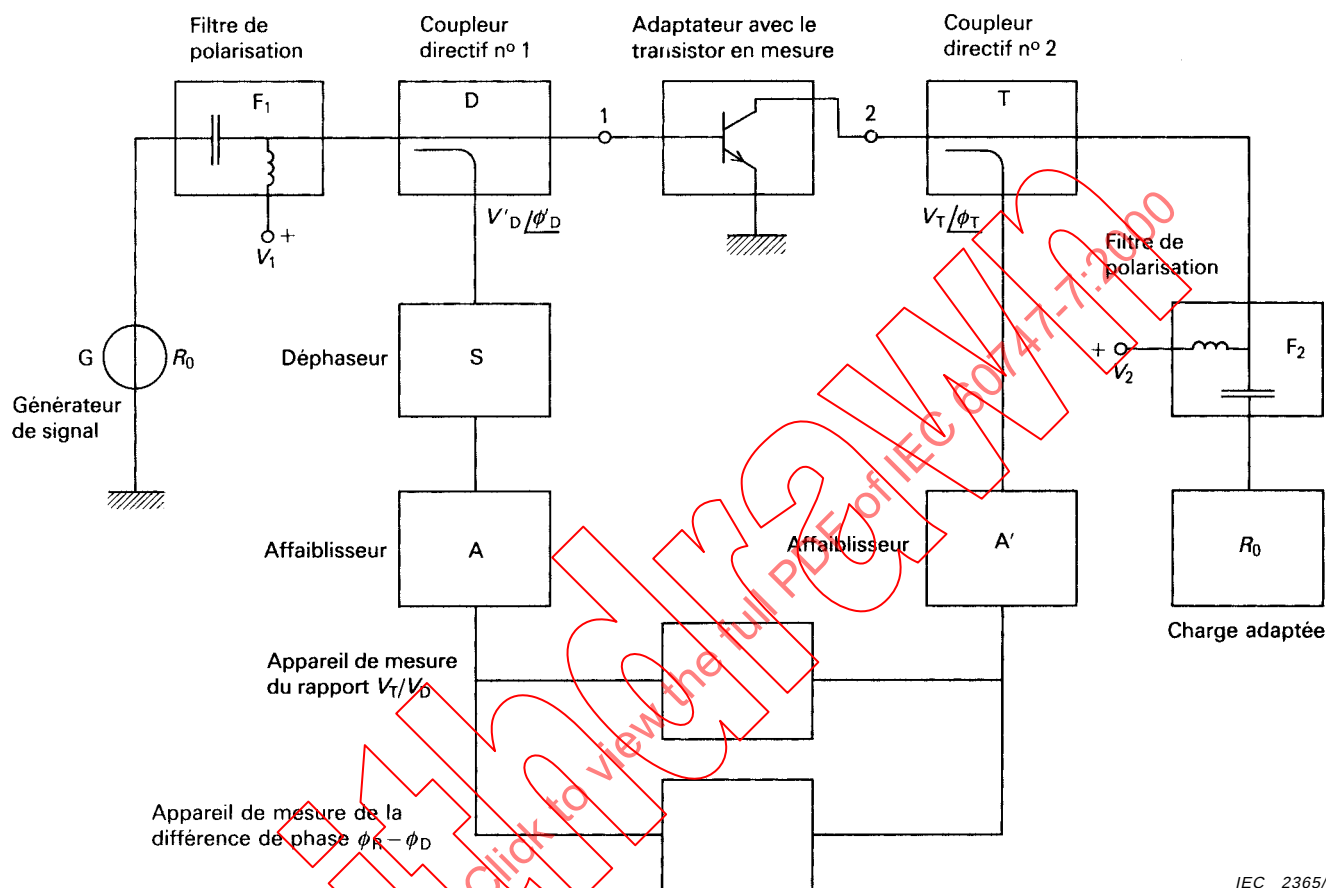
- Ambient temperature (T_{amb})
- Bias conditions
- Frequency (f)
- Reference plane
- Purely resistive reference impedance

6.1.13.6.2 Mesure des paramètres 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.

b) Schéma



IEC 2365/2000

Figure 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 d'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:

- 1) *méthode à lecture directe*, si les appareils mesurant le rapport des tensions et la différence de phase sont à lecture directe;
- 2) *méthode de zéro*, si l'on ne dispose pas d'appareils étalonnés pour la mesure du rapport des tensions et de la différence de phase.

d) Précautions à prendre

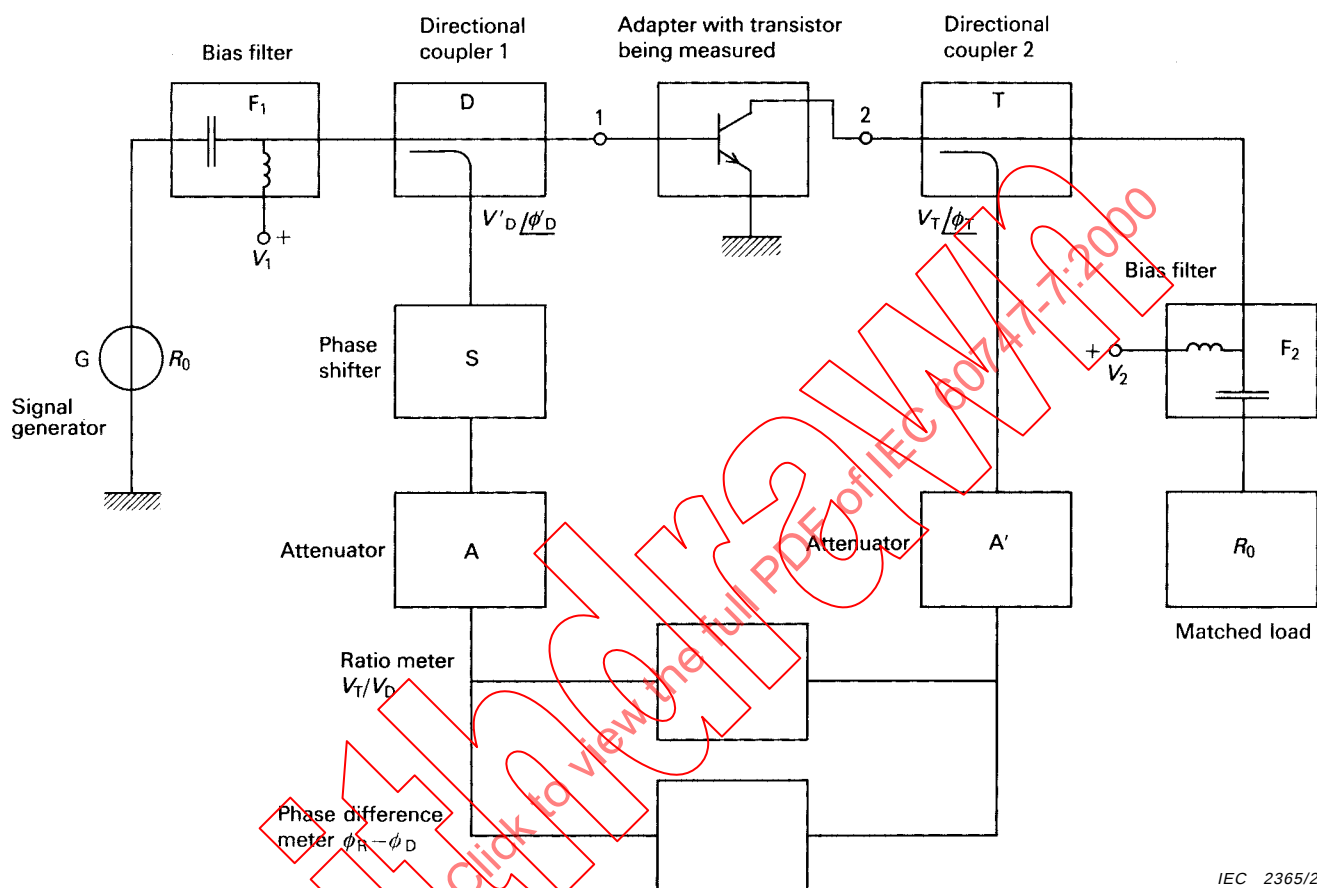
Les conditions en petits signaux doivent être maintenues; voir 2.3.3 de la CEI 60747-1, chapitre VII, section un.

6.1.13.6.2 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) Circuit diagram



IEC 2365/2000

Figure 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 types) 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:

- 1) *direct reading method*, when ratio and phase difference meters are direct reading meters;
- 2) *null method*, when calibrated ratio and phase difference meters are not available.

d) Precautions to be observed

Small-signal conditions must be maintained, see 2.3.3 of IEC 60747-1, chapter VII, section one.

Il convient que les adaptateurs des transistors soient conçus de telle manière que les connecteurs ou les transitions entre différents types 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 de sortie.

Pour l'adaptateur, on fournira un dessin et on indiquera le plan de référence.

Les lignes reliées aux bornes 1 et 2, y compris celles situées dans l'adaptateur, auront 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 la même valeur qu'au point d) de 6.1.13.6.1. 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 de mesure, 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) 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

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} ou 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 des deux appareils de mesure (voir 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, la valeur du paramètre s_{21} (ou s_{12}) est calculée 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.

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, la valeur du paramètre s_{21} (ou s_{12}) est calculée à partir de l'expression suivante:

$$s_{21} \text{ (ou } s_{12}) = \frac{V_T / V_D}{\text{antilog} \left\{ [(A_{01} - A_0) - (A'_{01} - A'_0)] / 20 \right\}} \angle \Phi_T - (\Phi_D + S_{01} - S_0) \quad (10)$$

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 item d) of 6.1.13.6.1. The attenuation of the lines should be low and the directional couplers must have adequate directivity.

If the signals from the 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 the 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) 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

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 phase meters are so adjusted as to obtain a reading of unity on the ratio meter and of 0 degree on the phase meter.

The transistor is then inserted into 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 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 a constant phase shift and the phase shifter has a constant attenuation, in which case, the value of the parameter s_{21} (or s_{12}) is calculated using the expression:

$$s_{21} \text{ (or } s_{12}) = V_T / V_D \angle \Phi_T - \Phi_D \quad (9)$$

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_{01} , so that the ratio V_T/V_D falls within the range of the meter readings.

Similarly to the above, for values of the 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:

$$s_{21} \text{ (or } s_{12}) = \frac{V_T / V_D}{\text{antilog} \left\{ [(A_{01} - A_0) - (A'_{01} - A'_0)] / 20 \right\}} \angle \Phi_T - (\Phi_D + S_{01} - S_0) \quad (10)$$