



HAL
open science

Contribution à l'étude de la fiabilité de photocoupleurs et de transistors de puissance VHF utilisés en radiodiffusion

Joël Arnould

► **To cite this version:**

Joël Arnould. Contribution à l'étude de la fiabilité de photocoupleurs et de transistors de puissance VHF utilisés en radiodiffusion. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Paul Verlaine - Metz, 1990. Français. NNT : 1990METZ026S . tel-01775890

HAL Id: tel-01775890

<https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01775890>

Submitted on 24 Apr 2018

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DE METZ



pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ
EN ELECTRONIQUE**

par

Joël ARNOULD

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE -METZ	
N° inv.	19900565
Cote	S1M3 90/26
Loc	Magasin

**Contribution à l'étude de la fiabilité
de photocoupleurs et de transistors de puissance VHF
utilisés en radiodiffusion**

Soutenue le 23 octobre 1990 devant la commission d'examen :

Examineurs :	MM. D. FLAENDER	Directeur du CERLOR (T.D.F) à Metz
	M. CERTIER	Professeur à l'U.T de Metz
	A. VANOVERSHELDE	Professeur à l'U.T de Longwy (NANCY 1)
	P. DURAND	Ingénieur au C.N.E.T (Lannion B)
	P. RIVIER	Ingénieur au C.N.E.T (Lannion B)
	B. LEPLEY	Professeur à l'Université de Metz
Rapporteurs :	MM. S. RAVELET	Professeur à l'U.T de NANCY 1
	H. CAUDRON	Ingénieur au CERLOR
		Chef du laboratoire F.M.S

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au laboratoire F.M.S du CERLOR (Centre d'Etudes et de Recherche de Lorraine de TéléDiffusion de France) et au C.L.O.E.S (Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique des Solides).

Je suis très reconnaissant à Monsieur D. FLAENDER, Directeur du CERLOR, de m'avoir accueilli dans son centre de recherche. Je le remercie vivement pour la confiance qu'il m'a accordée et les moyens matériels importants qui ont été mis à ma disposition.

Que Monsieur le Professeur B. LEPLEY trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour les nombreux conseils qu'il m'a prodigués tout au long de ce travail et pour la grande disponibilité dont il a fait preuve à mon égard.

Je tiens à remercier particulièrement Monsieur H. CAUDRON, chef du laboratoire F.M.S, pour sa gentillesse et son soutien constant.

Je remercie aussi Monsieur J.M ROGEZ, ancien responsable du laboratoire F.M.S pour ses conseils et son aide efficace.

J'ai le vif plaisir de remercier Monsieur P. DURAND, Ingénieur au C.N.E.T (Lannion B), Directeur départemental adjoint technique au département C.O.D ainsi que Monsieur P. RIVIER, Ingénieur au C.N.E.T, pour leur accueil chaleureux et l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail.

Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à Messieurs M. CERTIER, Professeur à l'I.U.T de Metz et Directeur du C.L.O.E.S, S. RAVELET, Professeur à l'I.U.T de NANCY 1, A. VANOVERSHELDE, Professeur à l'I.U.T de Longwy (NANCY 1) pour leur participation à ce jury de thèse.

**Que Mademoiselle C. FRANCOIS, Monsieur N. DELLA VITTORIA,
Monsieur C. KCHAO soient ici remerciés pour l'aide précieuse qu'ils m'ont
apportée durant leurs stages au CERLOR.**

**Je remercie enfin l'ensemble du personnel du CERLOR pour l'excellente
ambiance dans laquelle j'ai pu mener ce travail.**

Sommaire

Introduction	1
1 Généralités	3
1.1 Court historique	3
1.2 Qualité et fiabilité	4
1.3 Aspects mathématiques de la fiabilité	5
1.4 Les essais de fiabilité	7
1.4.1 Le déverminage	7
1.4.2 Les essais d'évaluation	8
1.4.3 L'influence de la température	9
1.5 Méthodologie	10
2 Méthodes de caractérisation et d'analyse	12
2.1 Caractérisation électrique	12
2.1.1 Caractéristique courant-tension d'une jonction PN . .	12
2.1.2 Caractéristique capacité-tension d'une jonction PN . .	15
2.1.3 Spectroscopie des défauts profonds dans les semi-conducteurs par analyse du signal transitoire de capacité d'une diode	16
2.2 Analyses optiques et physicochimiques	22
2.2.1 Radiographie du composant	22
2.2.2 Ouverture du boîtier	22
2.2.3 Observations optiques	23
2.2.4 Le microscope électronique à balayage	24

3	Réalisation d'un banc de mesures automatique	26
3.1	Architecture	26
3.2	Logiciel de commande	31
4	Etude comparative de photocoupleurs issus de différents fabricants	36
4.1	Physique et technologie du composant	36
4.1.1	Principes physiques	36
4.1.2	Technologie	40
4.2	Résultats antérieurs sur la fiabilité des photocoupleurs	44
4.2.1	Caractéristiques recherchées	44
4.2.2	Vieillessement et phénomènes de dégradation	44
4.3	Résultats des essais	50
4.3.1	Le photocoupleur 4N25	50
4.3.2	Essai de vieillissement de la DEL: $I_F = 100 \text{ mA}$	58
4.3.3	Essai de vieillissement de la DEL: $I_F = 100$ puis 300 mA	76
4.3.4	Conclusions	84
5	Etude de transistors de puissance bipolaires V.H.F	86
5.1	Fiabilité et défaillances des transistors bipolaires	86
5.1.1	Les métallisations	87
5.1.2	Défauts liés aux oxydes	90
5.1.3	Défauts liés au boîtier	92
5.2	Technologie et caractéristiques des transistors étudiés	93
5.2.1	Technologie et examen microscopique initial	93
5.2.2	Caractéristiques électriques statiques	100
5.3	Résultats des essais	101
5.3.1	Essai de stockage à haute température (200°C)	101
5.3.2	Essai de blocage des jonctions à 150°C	110
5.3.3	Conclusions	116
	Conclusion	117
	Références bibliographiques	118

Introduction

Le C.E.R.L.O.R (Centre d'Etudes et de Recherche de Lorraine) de TéléDiffusion de France veut mettre en place au sein de son laboratoire Fiabilité et Maintenabilité des Systèmes une cellule d'experts en fiabilité de composants; il s'agit de créer un pôle de compétence dans ce domaine, qui servira d'interlocuteur aux fabricants de composants et pourra effectuer des travaux d'expertise technologique pour la société ou ses partenaires industriels.

La société ne peut prétendre mener une activité de pointe trop onéreuse dans la recherche de nouvelles technologies, ni des études de fiabilité complètes sur des composants quelconques; ces domaines sont d'ailleurs largement couverts par le C.N.E.T (Centre National d'Etudes des Télécommunications). Elle doit en revanche mettre en place, au titre d'une politique de qualité, une équipe capable d'analyser des problèmes de fiabilité opérationnelle sur les composants utilisés en radiodiffusion. Dans ce cadre, l'étude de la fiabilité des composants ne pourra que rarement déboucher sur la modification d'un processus de fabrication chez le constructeur mais permettra de guider un service d'exploitation dans ses achats de première et de seconde source, ou d'éclairer un service d'études sur des problèmes technologiques qu'il se pose.

Deux composants ont été retenus pour débiter cette activité: le photocoupleur et le transistor de puissance VHF. Le premier est un composant de protection très utilisé à T.D.F dans le domaine de la téléexploitation, le second tend à remplacer le tube de puissance des émetteurs et pose aux exploitants du réseau certains problèmes de fiabilité.

Les techniques développées au cours de ces travaux sont directement transposables à l'étude de n'importe quel composant. Caractérisation électrique, vieillissement accéléré, analyse technologique et compréhension des mécanismes

de dégradation permettent d'acquérir une bonne connaissance des composants utilisés et de leur fiabilité.

La collaboration du C.N.E.T (Lannion) et du C.L.O.E.S (Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique des Solides) nous a permis d'une part d'utiliser des moyens d'analyse lourds qu'il n'était pas envisageable d'acquérir au C.E.R.L.O.R, d'autre part de bénéficier de la grande expérience de ces deux établissements dans les domaines de la fiabilité des composants et de la physique des semi-conducteurs.

Chapitre 1

Généralités

1.1 Court historique

Les premières études sur la fiabilité des composants et des systèmes électroniques ont été entreprises afin d'améliorer les performances des systèmes de navigation et de communications utilisés par l'armée.

La formulation mathématique de la fiabilité et son application à la réalisation et à la mise au point du matériel sont des idées qui datent de la seconde guerre mondiale, à l'époque où W. von Braun et ses collègues travaillaient sur l'engin V_1 . Ils partaient d'abord de l'idée qu'une chaîne ne pouvait être plus forte que son maillon le plus faible. Il s'agissait d'un engin relativement simple et pourtant on allait d'échec en échec, car à chaque fois un élément défailait. C'est ainsi que de la notion du maillon le plus faible, visiblement erronée, on arrive à l'idée qu'il faut faire intervenir tous les éléments dans le calcul de la fiabilité. Le mathématicien Erich Pieruschka, consulté sur place, affirma, pour la première fois et à la surprise de certains, que si la probabilité de survie d'un élément est $1/x$, la probabilité de survie d'un ensemble constitué de n éléments identiques montés en série est $1/x^n$ (théorème du produit des fiabilités). On s'aperçut ainsi que la fiabilité des éléments devait être beaucoup plus élevée que la fiabilité exigée du système. De nouveaux éléments beaucoup plus fiables furent conçus et réalisés de telle sorte que le V_1 put finalement atteindre une fiabilité de 75 %.

Depuis lors la complexité des systèmes électroniques n'a cessé de

s'accélérer et la fiabilité doit être considérée comme une caractéristique fondamentale de n'importe quel dispositif au même titre que ses caractéristiques fonctionnelles de définition.

1.2 Qualité et fiabilité

Qualité et fiabilité sont deux notions inséparables.

On entend, en général, par qualité d'un composant son degré de conformité aux clauses d'une spécification qui définit les caractéristiques à satisfaire tandis que la fiabilité introduit la notion du temps: il n'importe pas seulement de savoir quel est le nombre de composants défectueux au départ et quelle est la dispersion des caractéristiques, mais aussi de pouvoir dire combien de temps les composants pourront conserver leurs caractéristiques initiales et comment elles varieront dans le temps. Ces considérations sont résumées dans la figure 1.1.

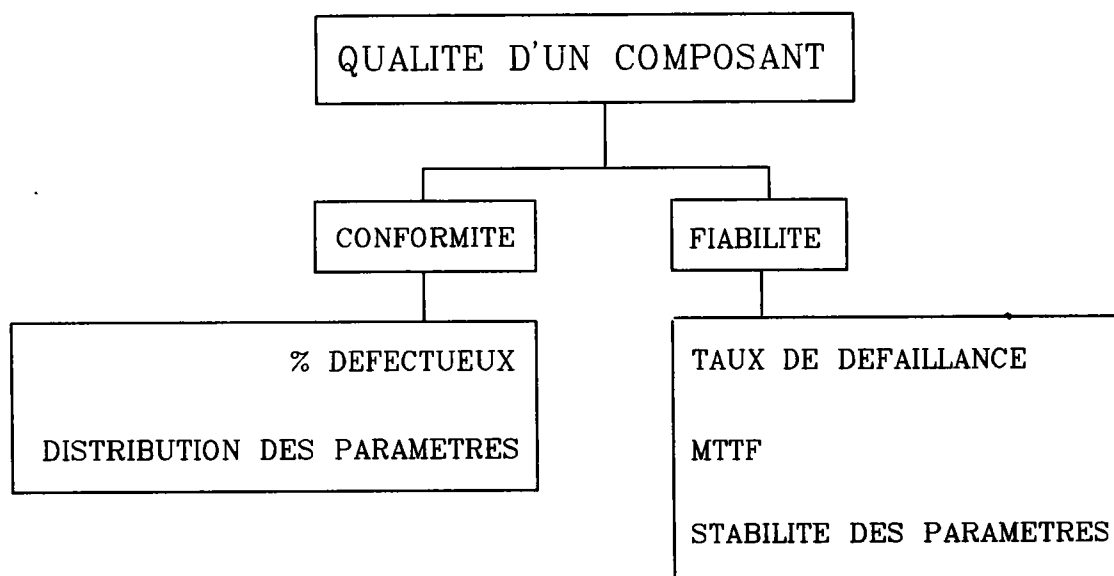


Figure 1.1: Evaluation de la qualité d'un composant

1.3 Aspects mathématiques de la fiabilité

Une défaillance est caractérisée par la fin de l'aptitude d'un composant à accomplir la fonction qu'on requiert de lui.

La fiabilité étant définie comme une probabilité de non défaillance elle pourra être exprimée par une relation ou un modèle mathématique.

Soit $R(t)$ la fonction de fiabilité d'un composant qui est sa probabilité de fonctionnement sans défaillance pendant un temps t .

Considérons une population de N_0 composants, le nombre $n(t)$ d'éléments encore en fonctionnement est:

$$n(t) = N_0 R(t) \quad (1.1)$$

On peut définir ainsi le taux de défaillance instantané de chaque composant:

$$\lambda(t) = -\frac{1}{n(t)} \frac{dn(t)}{dt} \quad (1.2)$$

$\lambda(t)dt$ est la probabilité qu'un composant devienne défaillant entre les instants t et $t + dt$ sachant qu'il n'est pas tombé en panne entre 0 et t .

On déduit de la formule 1.2:

$$\text{Log}n(t) = -\int_0^t \lambda(x)dx + K \quad (1.3)$$

$K = \text{Log}(N_0)$ puisque $n(0) = N_0$

On obtient ainsi

$$n(t) = N_0 \exp \left[-\int_0^t \lambda(x)dx \right] \quad (1.4)$$

et d'après la formule 1.1 la fiabilité s'écrit

$$R(t) = \exp \left[-\int_0^t \lambda(x)dx \right] \quad (1.5)$$

Pour les composants électroniques le taux de défaillance $\lambda(t)$ a souvent l'aspect de la célèbre "courbe en baignoire" (voir figure 1.2) qui laisse apparaître trois zones caractéristiques:

- La première zone, à taux de défaillance décroissant, caractérise la période des défauts dits "de jeunesse" (défauts de conception, de fabrication etc.)
- La seconde, à taux de défaillance sensiblement constant, suit la période de jeunesse; elle caractérise la période de vie utile.
- La troisième est à taux de défaillance croissant; elle correspond à la période d'usure.

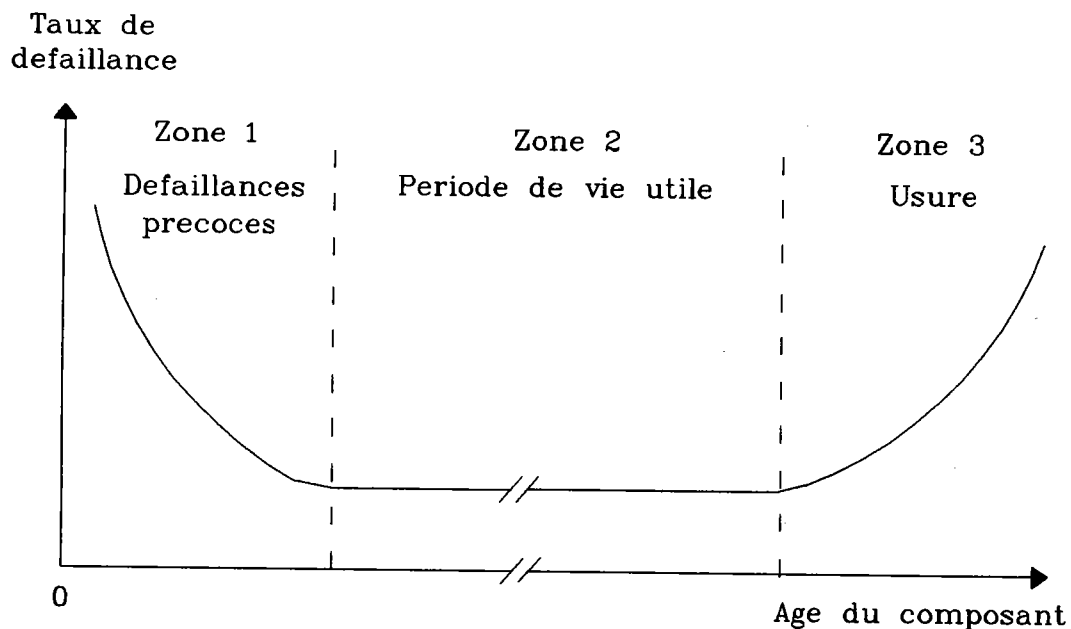


Figure 1.2: Taux de défaillance des composants électroniques

Si on suppose que λ est constant dans la zone "vie utile", la fiabilité s'exprime ainsi pendant la vie utile:

$$R(t) = e^{-\lambda t} \quad (1.6)$$

Ce modèle exponentiel apporte évidemment de grandes simplifications aux calculs de fiabilité.

Soit $f(t)$ la densité de probabilité de défaillance:

$$f(t) = -\frac{dR(t)}{dt} \quad (1.7)$$

L'espérance mathématique de $f(t)$ est appelée MTTF (Mean Time To Failure)

$$MTTF = \int_0^{\infty} t f(t) dt \quad (1.8)$$

On montre que si $MTTF < \infty$ alors $\lim_{t \rightarrow \infty} tR(t) = 0$, on obtient ainsi:

$$MTTF = \int_0^{\infty} R(t) dt \quad (1.9)$$

Dans le cas où λ est constant, un calcul simple nous donne:

$$MTTF = \frac{1}{\lambda} \quad (1.10)$$

1.4 Les essais de fiabilité

1.4.1 Le déverminage

L'expérience montre qu'en moyenne 0.1 % à quelques % des composants présentent des défaillances précoces en utilisation (zone 1 de la "courbe en baignoire"). L'opération de déverminage est une méthode bien connue pour révéler ces défaillances précoces, et s'affranchir ainsi des défauts de jeunesse ou défauts latents; elle consiste à appliquer certaines contraintes (électriques, thermiques, ou mécaniques) pour rendre non conformes les composants présentant des défauts de jeunesse sans pour autant vieillir prématurément les composants sains.

Un programme de déverminage est un ensemble d'opérations, défini spécifiquement selon le composant, son utilisation ultérieure, son fournisseur, et l'expérience acquise. Sa sévérité est fonction de l'impact technique ou économique ultérieur d'une défaillance du composant.

Les opérations de déverminage le plus fréquemment effectuées sont:

- le stockage en température sans polarisation

- le stockage en température avec polarisation
- les variations rapides de température (V.R.T)

Ces essais peuvent être effectués, soit par le fournisseur, soit par le client, soit par un laboratoire indépendant. Le choix d'une de ces options doit être guidé par des critères tels que:

- la quantité de composants à traiter
- le type de composants
- le degré de confiance accordé au fournisseur ou au laboratoire
- le coût
- le délai

1.4.2 Les essais d'évaluation

Alors que le déverminage est plutôt considéré comme un moyen de production, les essais d'évaluation sont, eux, des moyens d'étude des produits. Ils permettent de connaître les limites fonctionnelles des composants et la tenue dans le temps des caractéristiques.

Les essais d'environnement contribuent à l'évaluation du comportement et des limites de fonctionnement du composant. Ils peuvent être destructifs, les composants détruits devront alors faire l'objet d'une analyse de défaillances.

Les méthodes d'essais applicables aux évaluations sont dans leur principe identiques à celles utilisées en déverminage mais la durée d'application des contraintes sera nettement plus longue. Ces contraintes peuvent être entre autres:

- la température (avec ou sans polarisation du composant)
- l'humidité

- les décharges électrostatiques
- les vibrations, l'accélération constante

1.4.3 L'influence de la température

Le scientifique suédois S. Arrhénius formula en 1889 une théorie concernant la vitesse de réaction de la plupart des processus physico-chimiques:

La probabilité qu'un ion, un atome, ou une molécule passe d'un état à un autre, sous l'effet de la température, en franchissant une barrière d'énergie E_a , est proportionnelle à $\exp[-E_a/k_B T]$.

$k_B = 8,62 \cdot 10^{-5} \text{ eV/K}$: constante de Boltzmann

T: température en degrés Kelvin

De ce fait la vitesse de réaction V du processus est:

$$V = C \cdot \exp[-E_a/k_B T] \quad (1.11)$$

C est un facteur de proportionnalité qui peut lui-même être une fonction de la température. Cette dépendance en température étant faible comparée au terme exponentiel, C peut être traité comme une constante.

La relation 1.11 donne la vitesse de réaction chimique de la plupart des mécanismes physico-chimiques responsables de la dégradation de tout composant électronique. Ils comprennent les migrations ioniques, les diffusions d'impuretés, la formation de composés intermétalliques, les changements moléculaires des matériaux isolants ainsi que les réarrangements au niveau des structures microscopiques et cristallographiques des matériaux. Il apparaît immédiatement que la température T est un facteur d'accélération de ces mécanismes.

Considérons un mécanisme de dégradation ayant une énergie d'activation E_a et soit A le facteur d'accélération dû à un accroissement de température $\Delta T = T_2 - T_1$.

$$A = \frac{V_2}{V_1} = \exp \left[-\frac{E_a}{k_B} \left(\frac{1}{T_2} - \frac{1}{T_1} \right) \right] \quad (1.12)$$

Le tableau 1.1 donne les valeurs des facteurs d'accélération A pour différentes énergies d'activation en fonction de T_2 (T_1 , température de référence, étant égale à 328 K soit 55 °C).

	0.3 eV	0.4 eV	0.5 eV	0.6 eV	0.8 eV	1.0 eV
0 °C	0.12	0.058	0.028	0.014	0.003	0.0008
25 °C	0.34	0.24	0.169	0.118	0.058	0.0285
35 °C	0.50	0.40	0.317	0.25	0.16	0.1007
55 °C	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0
70 °C	1.59	1.85	2.17	2.53	3.44	4.69
85 °C	2.43	3.27	4.4	5.91	10.74	19.3
100 °C	3.59	5.50	8.43	12.9	30.0	71.1
125 °C	6.46	11.99	22.4	41.3	145.0	501.0
150 °C	10.8	23.86	52.0	117.1	573.0	2804.0
175 °C	17.1	44.0	113.8	293.0	1948.0	12942.0
200 °C	25.8	75.9	225.4	665.0	5818.0	50824.0
250 °C	52.1	193.6	728.0	2718.0	37928.0	529415.0
300 °C	93.1	419.8	1914.0	8676.0	178254.0	3663626.0

Tableau 1.1: Facteurs d'accélération pour diverses énergies d'activation et températures, rapportés à la température de 55 ° C

1.5 Méthodologie

L'étude de la fiabilité d'un composant électronique passe logiquement par les étapes suivantes:

- **Caractérisation électrique initiale:**

Elle permet d'apprécier les limites électriques du composant et de contrôler la conformité des différents paramètres électriques aux spécifications du fabricant.

- **Analyse technologique**

Cette étape doit permettre de connaître les diverses phases du processus de fabrication, les choix technologiques et les modes opératoires retenus.

- **Vieillessement accéléré**

Il convient dans un premier temps de définir une matrice d'essais adaptée à la nature du composant où sont précisées les différentes contraintes en courant, tension, température etc. Les essais sont ensuite lancés avec un suivi permanent ou périodique de l'évolution des paramètres électriques.

- **Analyse électrique des composants en défaut**

- **Analyse physique, interprétation et éventuellement modélisation du ou des mécanismes de dégradation.**

L'analyse de défaillance étant destructive, toute étape mal faite est irréversible; en outre les méthodes d'investigation peuvent elles mêmes créer des défauts physiques ou électriques; enfin l'appréciation de la qualité d'un lot est souvent liée à trois ou quatre pièces défectueuses. On mesure donc l'importance et le poids de l'analyse de défaillances dans une décision technique ou commerciale, on mesure également la rigueur avec laquelle elle doit être menée.

- **Durée de vie estimée en opération**

- **Action corrective du technologue**

Des actions correctives peuvent être envisagées soit dans le processus de fabrication, soit dans les conditions d'emploi ou de stockage.

Chapitre 2

Méthodes de caractérisation et d'analyse

2.1 Caractérisation électrique

2.1.1 Caractéristique courant-tension d'une jonction PN

La théorie relative à la jonction PN fut le point de départ de la physique des dispositifs semi-conducteurs. William Shockley établit les premiers résultats relatifs à la caractéristique courant-tension en 1949.

Nous rappelons ici, sans démonstration, les points importants.

Caractéristique idéale

Nous considérons une jonction PN abrupte et supposons en outre que:

- Les densités de porteurs minoritaires injectés sont petites comparées à celles des porteurs majoritaires (régime de faible injection)
- La zone de charges d'espace n'est le siège d'aucun mécanisme de génération-recombinaison et les courants d'électrons et de trous sont constants à la traversée de cette zone.

Sous ces hypothèses le courant total I traversant la jonction est donné par l'équation de Shockley:

$$I = I_s [\exp(qV/kT) - 1] \quad (2.1)$$

I_S est appelé courant de saturation de la jonction et vaut:

$$I_S = qn_i^2 \left(\frac{D_{np}}{L_{np}N_A} + \frac{D_{pn}}{L_{pn}N_D} \right) \quad (2.2)$$

n_i : concentration intrinsèque

N_A : concentration des accepteurs

N_D : concentration des donneurs

D_{np} : coefficient de diffusion des électrons dans la région P

D_{pn} : coefficient de diffusion des trous dans la région N

L_{np} : longueur de diffusion des électrons dans la région P

L_{pn} : longueur de diffusion des trous dans la région N

Si la jonction est polarisée en inverse on a $I \approx -I_S$

Caractéristique réelle

La figure 2.1 donne en coordonnées réduites $|I/I_S|$ et $q|V|/kT$ la caractéristique courant-tension d'une diode réelle comparée à la caractéristique idéale donnée par l'équation 2.1

Les écarts observés entre la caractéristique idéale et la caractéristique réelle ont pour causes principales:

- les effets de surface
- la génération et la recombinaison de porteurs dans la zone de charge d'espace
- le régime de forte injection qui peut apparaître à des tensions, en direct, relativement faibles
- les effets de résistance série

Les résultats expérimentaux montrent que, en général, le courant direct peut être représenté par la formule empirique: $I \approx \exp(qV/nkT)$ où n a une valeur comprise entre 1 et 2. Une valeur de n supérieure à 2 peut laisser supposer l'existence d'une anomalie au niveau de la jonction [24].

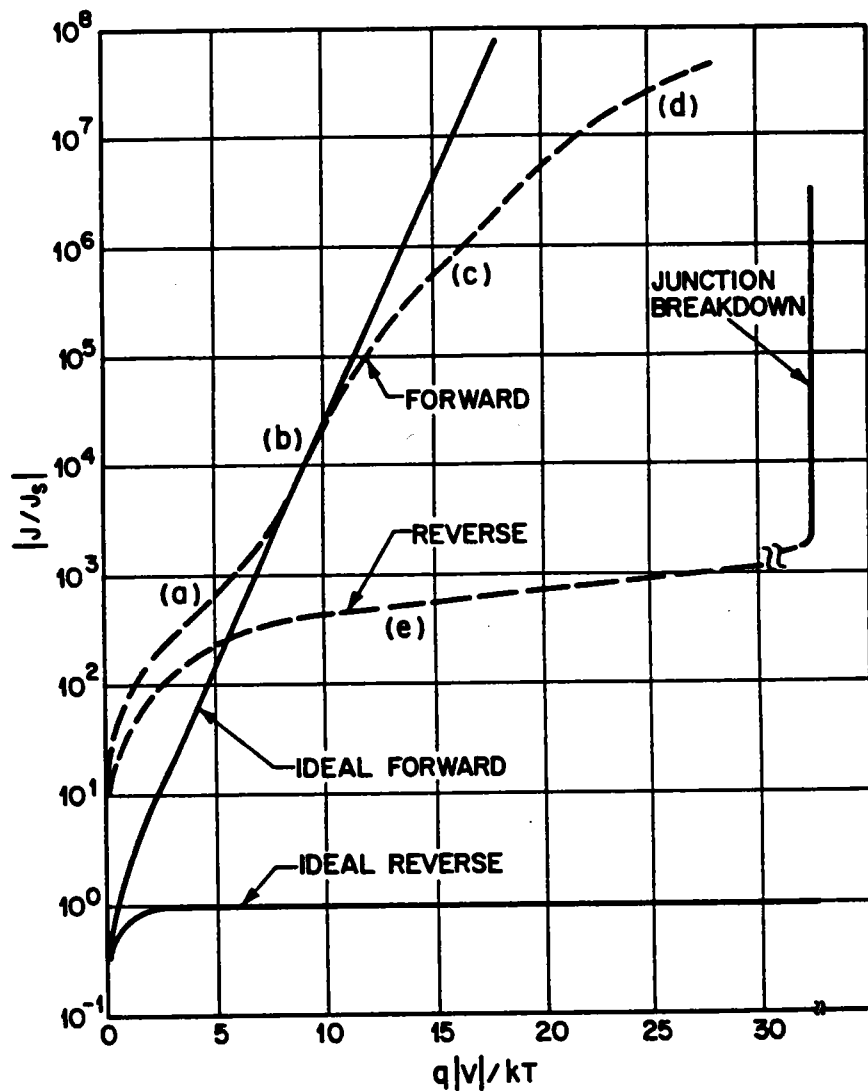


Figure 2.1: Caractéristique courant-tension pour une diode Si: (a) Courant de génération-recombinaison. (b) Courant de diffusion. (c) Forte injection. (d) Effet de résistance série. (e) Courant inverse dû aux phénomènes de génération-recombinaison et aux effets de surface. D'après S.M Sze [1]

2.1.2 Caractéristique capacité-tension d'une jonction PN

La capacité différentielle de la jonction est définie par:

$$C = \frac{dQ}{dV} \quad (2.3)$$

où Q est la charge électrique de la zone désertée de la jonction:

$$Q = S \int_0^W \rho(x) dx \quad (2.4)$$

W : largeur de la zone de charge d'espace

S : surface de la jonction

ρ : densité de charge

On montre facilement que:

$$C = \frac{\epsilon_r \epsilon_0 S}{W} \quad (2.5)$$

(analogie avec le condensateur plan) où ϵ_r est la constante diélectrique du matériau semi-conducteur considéré ($\epsilon_r = 12$ pour le silicium et 13,1 pour l'arséniure de gallium) et ϵ_0 la permittivité du vide.

On peut exprimer W en fonction du potentiel de diffusion V_D et de la tension inverse appliquée V_R comptée positivement:

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_r \epsilon_0}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (V_D + V_R)} \quad (2.6)$$

Pour une jonction abrupte unilatérale nous obtenons:

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_r \epsilon_0}{q N_B} (V_D + V_R)} \quad (2.7)$$

$$\text{où } N_B = \begin{cases} N_A & \text{si } N_D \gg N_A \\ N_D & \text{si } N_A \gg N_D \end{cases}$$

Les relations 2.5 et 2.7 nous donnent:

$$C = S \sqrt{\frac{q \epsilon_r \epsilon_0 N_B}{2(V_R + V_D)}} \quad (2.8)$$

soit

$$\frac{1}{C^2} = \frac{2}{S^2 q \epsilon_r \epsilon_0 N_B} (V_R + V_D) \quad (2.9)$$

Il est clair qu'en traçant $1/C^2$ en fonction de V_R nous obtenons une droite dont la pente nous permet de déterminer N_B pour peu que l'on connaisse la surface S de la jonction.

2.1.3 Spectroscopie des défauts profonds dans les semi-conducteurs par analyse du signal transitoire de capacité d'une diode

Le terme défaut peut désigner selon les cas:

- une impureté en position substitutionnelle ou interstitielle (défaut extrinsèque)
- un atome en position interstitielle, des vacances d'atomes ou des dislocations (défaut intrinsèque)

Au voisinage d'un défaut, les liaisons entre les atomes du cristal sont modifiées, ce qui se traduit par l'apparition de niveaux d'énergie électronique permis dans la bande interdite du semi-conducteur.

Les transitions des porteurs entre le défaut et les bandes de valence et de conduction sont caractérisées par les coefficients phénoménologiques suivants:

- γ_n, γ_p : vitesse de capture d'un électron, d'un trou par un défaut
- e_n, e_p : vitesse d'émission d'un électron, d'un trou par un défaut

où $\gamma_n = nc_n$ et $\gamma_p = pc_p$

c_n, c_p : coefficients de capture.

En faisant l'hypothèse que la distribution des électrons dans les centres peut être donnée par la fonction de distribution de Fermi-Dirac, la probabilité d'occupation d'un centre par un électron (ou un trou) est:

$$f_T = \left[1 + \exp\left(\frac{E_T - E_F}{kT}\right) \right]^{-1} \quad (2.10)$$

Soient N_T la concentration des centres et n_T la concentration des centres pleins, nous avons $n_T = N_T f_T$.

La cinétique des mécanismes de capture et d'émission s'écrit:

$$\frac{dn_T}{dt} = A - B - C + D$$

où $A = nc_n(N_T - n_T)$: capture d'électrons de la bande de conduction

où $B = e_n n_T$: émission d'électrons vers la bande de conduction

où $C = pc_p n_T$: capture de trous de la bande de valence

où $D = e_p(N_T - n_T)$: émission de trous vers la bande de valence

soit finalement:

$$\frac{dn_T}{dt} = (nc_n + e_p)N_T - n_T(nc_n + e_n + pc_p + e_p)$$

d'où

$$n_T(t) = [n_T(0) - n_T(\infty)] \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) + n_T(\infty) \quad (2.11)$$

$$\tau = \frac{1}{nc_n + e_n + pc_p + e_p} \quad \text{temps de relaxation}$$

$$n_T(\infty) = N_T \frac{nc_n + e_p}{nc_n + e_n + pc_p + e_p} \quad \text{occupation à l'équilibre}$$

Considérons une jonction P^+N où le phénomène de charge d'espace n'intéresse pratiquement que la région N. Nous supposons qu'il existe des centres pièges à électrons et soumettons la jonction au cycle de tension représenté sur la figure 2.2.

Lorsque la tension V passe de $-V_R$ à 0 les électrons envahissent la zone de charge d'espace et chargent les pièges, lorsqu'elle passe de 0 à $-V_R$ les pièges réémettent leurs électrons dans la bande de conduction.

Suivant la relation 2.8 la capacité différentielle instantanée de la diode s'écrit:

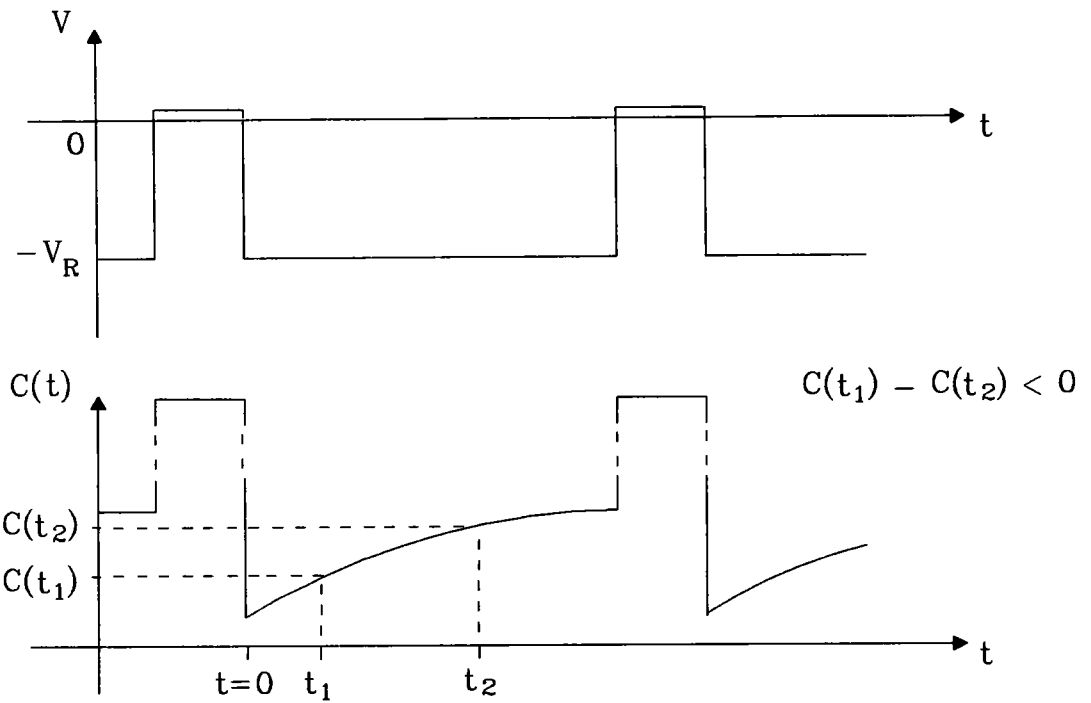


Figure 2.2: Transitoire de capacité (pièges à électrons dans le cas d'une jonction P^+N)

$$C(t) = \left[\frac{q\epsilon_r\epsilon_0}{2} \frac{N^+(t)}{V_R + V_D} \right]^{\frac{1}{2}} \quad \text{par unité de surface}$$

où $N^+(t) = N_D + N_T - n_T(t)$

$$n_T(\infty) = 0$$

$$n_T(0) = N_T$$

$$e_n \gg e_p$$

$$\text{d'où } n_T(t) = N_T \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad \text{avec } \tau = \frac{1}{e_n}$$

$$e_n \gg c_n$$

$$pc_p \approx 0$$

Finalement nous obtenons:

$$C(t) = \left[\frac{q\epsilon_r\epsilon_0 N_D}{2(V_R + V_D)} \right]^{\frac{1}{2}} \left\{ 1 + \frac{N_T}{N_D} [1 - \exp(-e_n t)] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2.12)$$

soit en effectuant un développement limité au premier ordre:

$$C(t) \approx C_0 \left\{ 1 + \frac{N_T}{2N_D} [1 - \exp(-e_n t)] \right\} \quad (2.13)$$

Pour deux instants t_1 et t_2 donnés nous obtenons $\Delta C = C(t_1) - C(t_2) < 0$

Dans le cas de pièges à trous (minoritaires) $e_p \gg e_n$ et

$$C(t) \approx C_0 \left\{ 1 - \frac{N_T}{2N_D} [1 - \exp(-e_p t)] \right\} \quad (2.14)$$

d'où $\Delta C > 0$.

La réalisation d'un spectre D.L.T.S (Deep Level Transient Spectroscopy) consiste précisément à mesurer ΔC sur toute une plage de température: voir figure 2.3. On observe, pour t_1 et t_2 donnés, un pic dont le signe donne la nature du piège (positif: piège à trous, négatif: pièges à électrons) et la position permet de situer le niveau du piège dans la bande interdite: plus le pic est observé à température élevée, plus le piège est profond.

En faisant varier la largeur de la fenêtre de vitesse d'émission, on obtient un ensemble de pics qui permet de déterminer l'énergie d'activation, la section efficace de capture, et la concentration des pièges.

Considérons le cas des pièges à majoritaires:

- Energie d'activation et section efficace de capture

Soit:

$$y(t) = \frac{C(t) - C(0)}{C(0)} \frac{2N_D}{N_T} = 1 - \exp(-e_n t)$$

$$\Delta y = y(t_1) - y(t_2) = \exp(-e_n t_2) - \exp(-e_n t_1)$$

Soit e_n^* la vitesse d'émission pour laquelle l'amplitude du signal Δy est maximal:

$$e_n^* = \frac{\text{Log} \left(\frac{t_1}{t_2} \right)}{t_1 - t_2}$$

A la vitesse e_n^* correspond une température T_n^* et donc à chaque fenêtre d'émission correspond un couple (e_n^*, T_n^*)

On montre que:

$$e_n^* = K_n T_n^{*2} \sigma_n \exp \left(\frac{-\Delta E_n}{k T_n^*} \right)$$

d'où

$$\text{Log} \frac{e_n^*}{T_n^{*2}} = \text{Log} K_n \sigma_n - \frac{\Delta E_n}{k T_n^*} \quad (2.15)$$

ΔE_n : énergie d'activation apparente

σ_n : section efficace de capture

La pente de la droite d'Arrhénius obtenue en traçant $\text{Log}(e_n^*/T_n^{*2})$ en fonction de $1/T_n^*$ nous fournit l'énergie d'activation tandis que l'intersection de la droite avec l'axe des abscisses détermine la section efficace de capture.

- Concentration des pièges:

Exprimons Δy_{maz} en fonction de $\theta = t_1/t_2$:

$$\Delta y_{maz} = \frac{2N_D}{N_T} \left[\frac{C(t_1) - C(t_2)}{C_0} \right]_{maz} = \left| \exp\left(\frac{-\theta \text{Log} \theta}{\theta - 1}\right) - \exp\left(\frac{-\text{Log} \theta}{\theta - 1}\right) \right|$$

d'où

$$N_T = 2N_D \frac{\Delta C_{maz}}{C_0} \left| \exp\left(\frac{-\theta \text{Log} \theta}{\theta - 1}\right) - \exp\left(\frac{-\text{Log} \theta}{\theta - 1}\right) \right|^{-1} \quad (2.16)$$

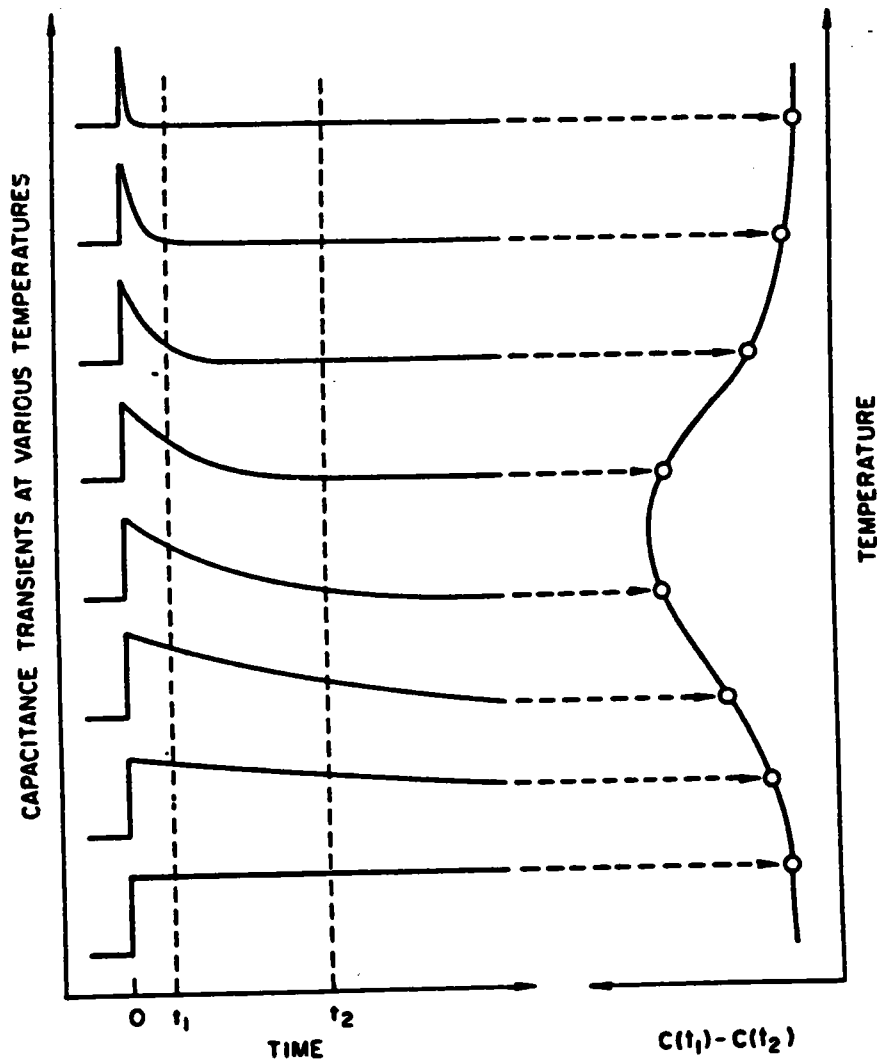


Figure 2.3: Spectre D.L.T.S (pièges à minoritaires)

2.2 Analyses optiques et physicochimiques

2.2.1 Radiographie du composant

Nous avons utilisé au C.N.E.T (Lannion) un poste de radiographie permettant d'observer l'échantillon sous tous les angles et à différents grossissements. Cette méthode permet de déceler des fils cassés, des matériaux étrangers dans le boîtier, des défauts de soudure de pastille, et donne des renseignements sur la taille et la position de la pastille pour l'ouverture ultérieure du boîtier.

2.2.2 Ouverture du boîtier

Cette étape destructive est délicate et comporte des risques d'introduction accidentelle de défauts.

On distingue les méthodes mécaniques utilisées pour les boîtiers hermétiques où la pastille est montée dans une cavité et les méthodes chimiques pour les boîtiers "plastique" où la résine est en contact avec la pastille.

– Méthodes mécaniques

*** Boîtiers métalliques**

L'ouverture de ce type de boîtiers ne présente pas de difficultés majeures, elle s'effectue à l'aide d'un outil de découpe qui est commercialisé.

*** Boîtiers céramiques**

Le moyen le plus simple est d'utiliser, avec un peu d'adresse, un scalpel pour faire sauter le capot.

– Méthodes chimiques

Différents produits sont utilisés suivant le type de résine rencontré:

*** Produits commerciaux pour les résines silicones**

- * Acide nitrique fumant chauffé à 70 °C pour certains types de résine époxy
- * Acide sulfurique pur chauffé à 250 °C pour d'autres résines

Si l'on souhaite conserver les pattes du circuit, il convient d'effectuer une attaque localisée de la résine au dessus de la pastille.

Les résines peuvent être également attaquées dans un plasma d'oxygène mais cette attaque se fait à des vitesses très lentes ($1\mu/mn$). L'avantage de cette méthode est qu'on diminue les risques d'attaque et de pollution au niveau de la pastille. On peut donc utiliser l'attaque plasma en complément de l'attaque chimique classique pour les dernières couches de résine en contact avec la pastille.

2.2.3 Observations optiques

Elles nécessitent une loupe binoculaire et un microscope métallographique. La première, avec des grossissements de quelques dizaines et une observation stéréoscopique, permet d'avoir une vue d'ensemble de l'échantillon et de déceler éventuellement des défauts grossiers. Le second permet un grossissement maximum de 1000 avec possibilités d'éclairage en lumière polarisée et contraste interférentiel. Nous lui avons adjoint un interféromètre de Michelson permettant de mesurer de très faibles épaisseurs.

L'ensemble est complété par un dispositif de prise de vues pour photographies instantanées ou diapositives.

Par ailleurs une caméra CCD connectée au microscope permet de faire l'acquisition d'images qui peuvent être numérisées, stockées sur disquettes ou sorties sur imprimante laser.

2.2.4 Le microscope électronique à balayage

Le microscope électronique à balayage est un outil essentiel dans l'analyse de défaillances des composants grâce au nombre de techniques qui lui sont associées. Nous ne décrirons pas ici en détail son fonctionnement mais rappelons les principaux modes d'observation utilisés:

- l'observation topographique
- l'analyse électrique en courants induits (EBIC: Electron Beam Induce Current) et contraste de potentiel
- l'analyse de l'émission lumineuse (cathodoluminescence)
- l'analyse chimique élémentaire par spectrométrie X.

Observation topographique

Elle se fait à partir de la détection des électrons secondaires et rétrodiffusés. On obtient des images à très haute résolution (50 \AA à un grossissement de 10^5) avec une profondeur de champ très importante ($2\mu\text{m}$ à un grossissement de 10^4). Ce type d'observation permet de découvrir certaines anomalies telles que microfissures, perçage d'oxyde, présence de particules, manque de métallisation sur une marche d'oxyde etc.

Analyse électrique

Courants induits On détecte le courant résultant de la création de paires électron-trou dans un semiconducteur, engendrées par les électrons primaires.

Ce courant est important au niveau des jonctions où le champ électrique collecte les porteurs. Les jonctions et les régions à champ électrique intense apparaissent en clair, alors que des centres de recombinaisons comme des défauts cristallins apparaissent en noir. Cette méthode est surtout intéressante pour les composants discrets mais pose des problèmes d'interprétation sur les circuits complexes.

Contraste de potentiel On utilise le fait que le taux d'émission d'électrons secondaires dépend non seulement du relief et du numéro atomique mais aussi du potentiel électrique du point d'émission. Il diminue lorsque la tension est positive si bien que les régions à potentiel positif apparaissent en sombre, celles à 0 V en clair. On obtient donc une carte du potentiel électrique à la surface de l'échantillon, permettant de localiser certains défauts électriques.

Cathodoluminescence

On détecte les photons émis par l'échantillon sous l'effet des électrons primaires. Cette méthode est intéressante, en particulier sur les composants électroluminescents où l'on peut visualiser directement les zones émissives et des défauts de "lignes noires" par exemple.

Spectrométrie X à dispersion d'énergie

Cette technique complète la microscopie électronique puisqu'elle s'appuie sur les mêmes bases: électrons accélérés irradiant l'échantillon. Pour cette raison les deux techniques sont couplées sur un même appareil.

Les rayons X émis par l'échantillon vont irradier une diode au silicium-lithium et créer des paires électrons-trous dont le *nombre* est proportionnel à l'*énergie* du rayonnement X émis. Le signal ainsi recueilli est amplifié et traité, puis classé dans un analyseur multicanaux, directement étalonné pour donner un spectre en énergie du rayonnement X émis par l'échantillon.

La résolution est de 150 eV et il est impossible de détecter les éléments légers (ceux dont la masse atomique est inférieure à celle du sodium).

Chapitre 3

Réalisation d'un banc de mesures automatique

3.1 Architecture

Un logiciel écrit en langage C commande un ensemble d'appareils de mesure programmables reliés à un microordinateur par bus H.P.I.B.

Ce système d'interface est désormais très répandu. Mis au point, à l'origine, par Hewlett Packard (HP-IB: Hewlett Packard Interface Bus) il a servi de base à divers organismes de normalisation, en particulier The Institute of Electrical and Electronics Engineers (I.E.E.E New York) qui a défini la norme IEEE 488.

Le système IEEE 488 n'est pas universel mais suffisamment riche pour répondre à un grand nombre d'applications. Il permet d'envoyer les différents paramètres de configuration aux appareils de mesure programmés alors en mode "ECOUTEUR", d'acquérir les données (programmation des appareils en mode "PARLEUR") et de gérer les échanges.

Rappelons ces caractéristiques principales:

- Transmission de type bits parallèles, octets série.
- Nombre maximal d'appareils connectés sur le même bus: 15.
- Distance maximale de transmission des messages sur le bus: 20 m

- **Bus constitué de trois sous-groupes:**
 - Bus de données (8 lignes)
 - Bus de contrôle (5 lignes)
 - Bus de synchronisation (3 lignes)

- **Vitesse de transmission maximale : un mégaoctet par seconde.**

Les appareils de mesure programmables mis en œuvre sont les suivants:

- **Un capacimètre analyseur de caractéristiques capacité-tension qui peut mesurer et afficher des valeurs de capacité et de conductance. Il utilise pour cela un signal de test de 1 MHz ayant une amplitude de 10 ou 30 mV efficaces. La source de polarisation intégrée peut être commandée à partir du panneau avant de façon à obtenir un balayage par paliers. Les valeurs de capacité et de conductance peuvent être mesurées sur chaque palier.**

Il permet également la mesure de capacité et de conductance en fonction du temps (polarisation par impulsions.)

La plage de mesure de capacité s'étend de 0.001 pF à 1.9 nF, celle de conductance de 0.01 μS à 12.0 mS, de plus un dispositif compense les impédances résiduelles des montures de test.

- **Un traceur de courbes donnant les caractéristiques habituelles des diodes, transistors bipolaires ou à effet de champ. Sa mémoire lui permet de stocker jusqu'à 16 familles de caractéristiques et de les comparer facilement.**

Il peut délivrer des tensions atteignant 400 V et des courants de l'ordre de 10 A (sous 16 Volts).

- **Des sources de tension-courant de grande précision**

Il n'existe pas sur le marché de source de courant délivrant un courant de quelques nanoampères à quelques Ampères. Il a fallu par conséquent

se doter de deux types d'appareils distincts: l'un délivre un courant de 1 nA à 100 mA et une tension de 1 μ V à 100 volts, l'autre un courant de 10 mA à 10 A et une tension de 0.1 V à 100 V.

- Des multimètres de précision
- Un électromètre qui permet de mesurer de très faibles courants de l'ordre du picoampère ou de très grandes résistances de l'ordre du $G\Omega$. Il est particulièrement adapté à la mesure précise du courant inverse d'une diode.
- Un poste de claquage pour réaliser certains types d'essais haute tension (jusqu'à 12000 V) et tester en particulier des milieux diélectriques. L'adjonction d'un générateur de paliers permet d'effectuer des cycles d'établissement de la haute tension dans le temps.

Il convient d'adjoindre à cet ensemble d'appareils de mesure un régulateur de température qui aura pour rôle de maintenir, grâce à l'utilisation d'un module à effet Peltier, une température constante sur une petite surface, par exemple la semelle d'un transistor de puissance. Ceci nous permettra donc d'effectuer toutes les mesures électriques à la même température.

Nous représentons figure 3.1 un module à effet Peltier vu en coupe: il est constitué d'un ensemble de couples de semi-conducteurs de type N et P (tellure de bismuth) reliés à une source continue variable asservie à la température du module (régulation classique du type Proportionnelle-Intégrale-Dérivée).

Les quantités de chaleur échangées sont proportionnelles à l'intensité I du courant traversant le circuit (à la différence de l'effet Joule).

L'ensemble du banc de mesure est représenté figure 3.2

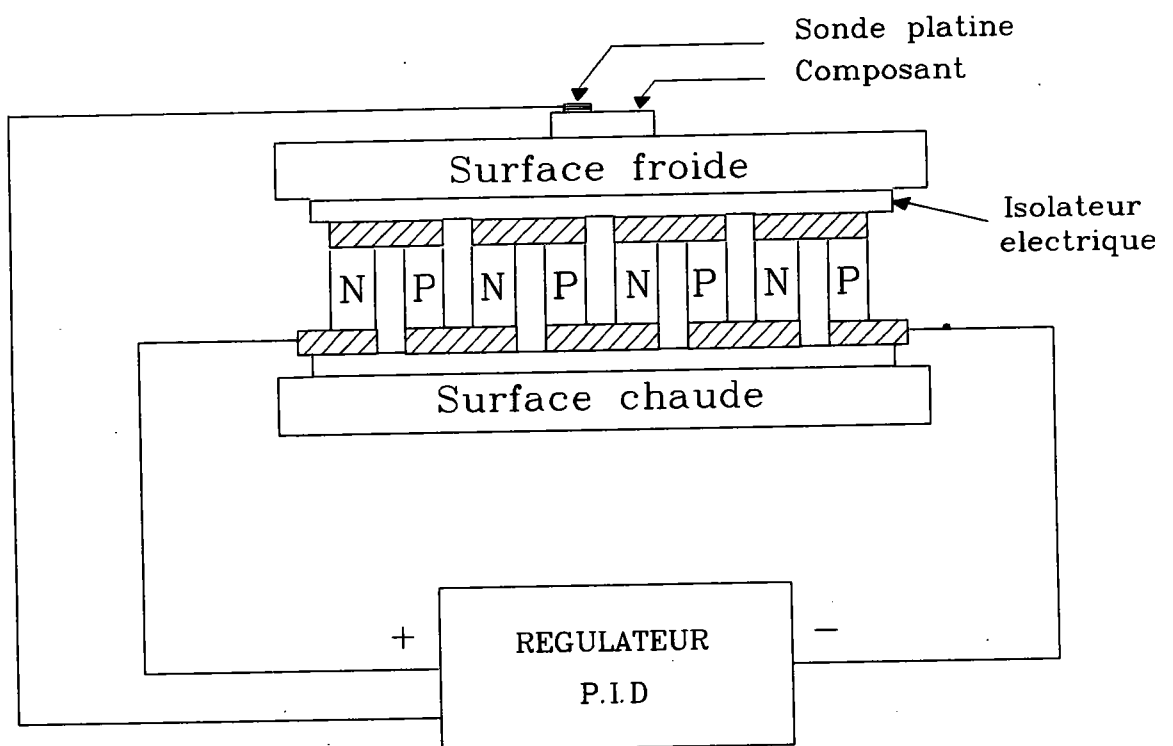


Figure 3.1: Régulation de la température d'un composant avec un module à effet Peltier

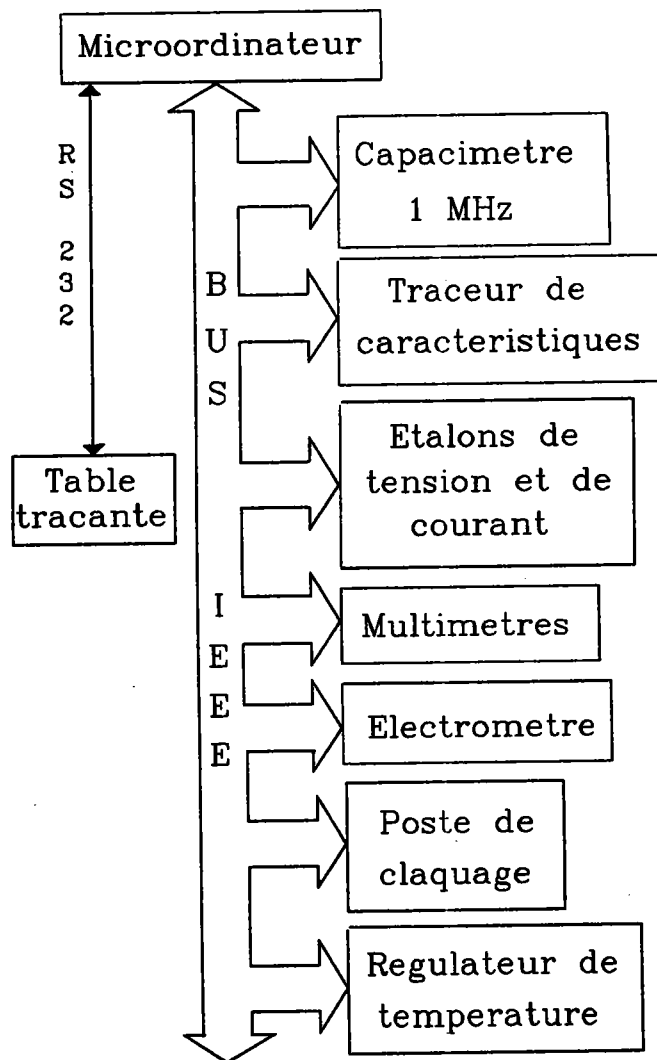


Figure 3.2: Banc de mesure automatique

3.2 Logiciel de commande

Tous ces appareils de mesure devant être mis en œuvre par un technicien qui n'est pas obligatoirement un spécialiste du domaine, il convenait de soigner tout particulièrement l'ergonomie de la couche présentation du logiciel de commande et d'acquisition afin de rendre le dialogue homme-machine aussi convivial que possible. Pour ce faire, chaque appareil est commandé à l'aide d'un menu dans lequel l'opérateur précise:

- **Les paramètres de configuration propres à chaque appareil:**

Citons entre autres la gamme de mesures, les plages de variation de tension ou de courant, la valeur de l'incrément et sa nature (logarithmique ou linéaire), la durée d'une mesure etc.

- **La destination des mesures:**

Elles peuvent être stockées dans un fichier résidant sur le disque dur ou une disquette; la caractéristique obtenue peut être visualisée sur l'écran couleur du microordinateur ou sortie sur une table traçante.

- **Le mode d'acquisition:**

Mesures provenant directement des appareils ou restitution de la courbe à partir d'un fichier de mesures dont l'opérateur rentre le nom au clavier.

- **Différents paramètres relatifs au traçage proprement dit:**

Echelle automatique ou non, coordonnées linéaires ou logarithmiques, couleur du tracé, graduations ou non.

- **Les informations concernant les références du composant testé (numéro de lot, date de fabrication...), la nature des contraintes qu'il a subies: température, humidité relative, contraintes en courant ou en tension, durée du vieillissement etc.**

Deux exemples de menu à partir desquels sont pilotés le capacimètre d'une part, une source de tension-courant et l'électromètre d'autre part, sont présentés ci-dessous tel qu'ils apparaissent à l'écran du microordinateur. Ils permettent de tracer les caractéristiques $C(V)$, $1/C^2(V)$, et $I(V)$ d'une jonction PN par exemple.

CARACTERISTIQUES $C(V)$ et $1/C^2(V)$		DATE:
Références du composant:		
Références test:		
Description test:		
ACQUISITION	CAPACIMETRE	TRACE
Mémoire (O/N):	$1/C^2(V)$ (O/N):	Plume (1-5):
Capacim.(O/N):	Gamme CG (O/N):	Fond (O/N):
Fichier (12c):	Balayage double (O/N):	Ech.auto (O/N):
	Connection flottante(O/N):	C min:
	Niveau signal (H:30 /B:10):	C max:
SORTIE	Vitesse (Rap. /Med./Lente):	
	Temps de maintien (0.003-650 s):	
Ecran (O/N):	Durée du pas(0.003-650 s):	
Traceur (O/N):	Tension min :	
Fichier (12c):	Tension max.:	
	Nombre de mesures:	
F1 ⇒ Bloc à gauche	F2 ⇒ Bloc à droite	F6 ⇒ Lancement

CARACTERISTIQUE I(V)**DATE:****Références du composant:****Références test:****Description test:****ACQUISITION****SOURCE****Mémoire.(O/N):****Tension maxi..(V):****Alim.....(O/N):****Tension mini..(V):****Fichier..(12c):****Nombre de mesures:****SORTIE****TRACE****Ecran....(O/N):****Plume (1-5):****Traceur..(O/N):****Fond (O/N):****Fichier..(12c):****Echelle I Log(O/N):****Echelle V Log(O/N):****Echelle auto (O/N):****Courant mini:****Courant maxi:****F1 ⇒ Bloc à gauche****F2 ⇒ Bloc à droite**

La figure 3.3 représente l'organigramme d'ensemble du logiciel de commande. L'étape la plus délicate est l'acquisition proprement dite des mesures. Il n'existe pas de normalisation relative au format des données issues des appareils de mesure; selon les constructeurs les données sont transmises au microordinateur sous forme de chaînes de caractères, de nombres entiers codés de 0 à 1024, de nombres réels etc. Le logiciel d'acquisition doit donc être adapté à chaque type d'appareil.

La durée de l'acquisition est très variable (quelques minutes en général) et dépend évidemment du nombre de points souhaité mais aussi de la nature de la mesure et du composant testé. L'obtention d'une caractéristique courant-tension en inverse d'une jonction PN, par exemple, peut demander 20 minutes dans le cas où des courants très faibles (de l'ordre du picoampère) sont mesurés car la durée de stabilisation de ces courants est importante.

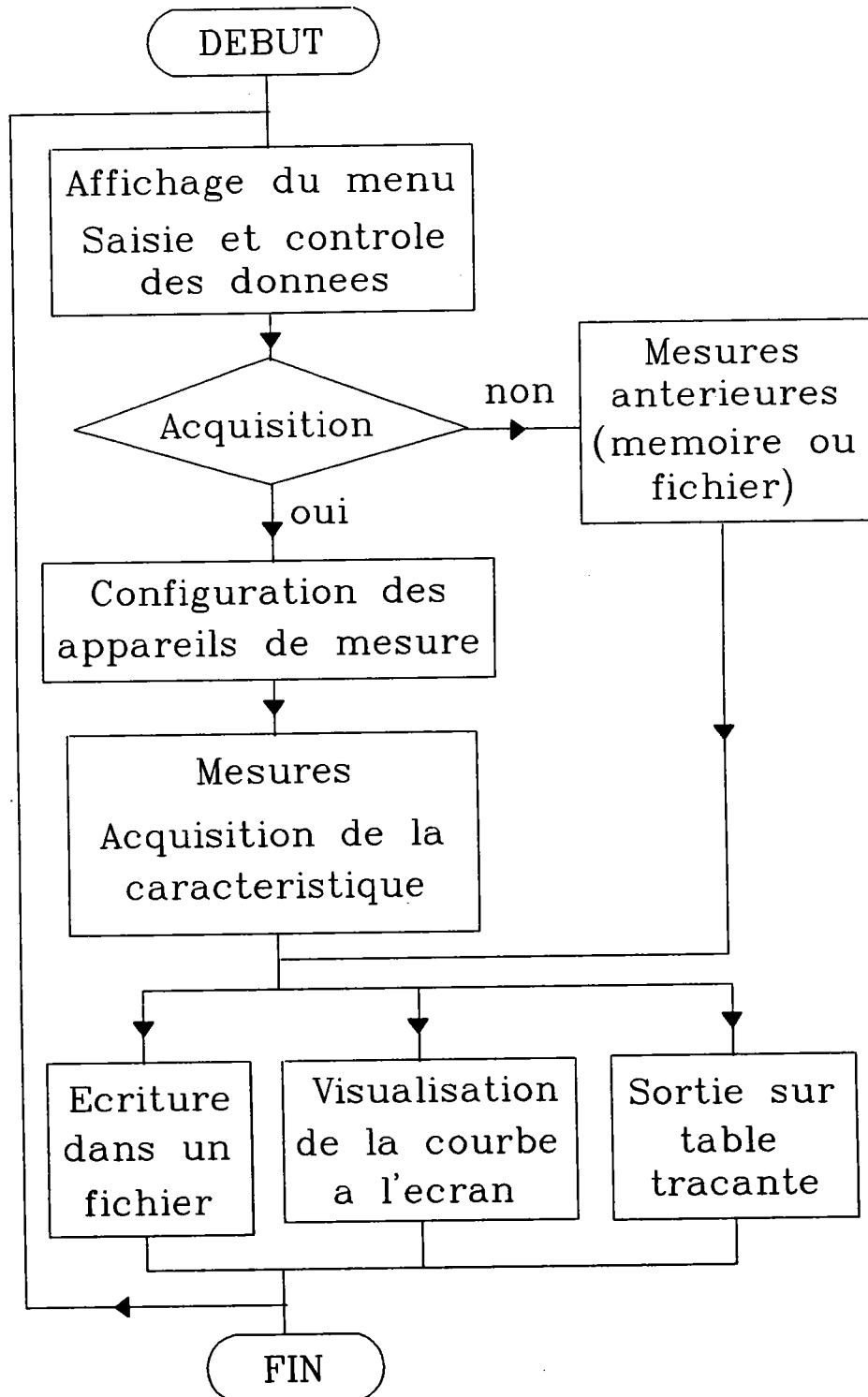


Figure 3.3: Organigramme du logiciel de commande

Chapitre 4

Etude comparative de photocoupleurs issus de différents fabricants

4.1 Physique et technologie du composant

Un photocoupleur est un composant électronique constitué d'une diode électroluminescente et d'un photorécepteur (photodiode ou phototransistor) couplés optiquement dans un même boîtier comme le montre la figure 4.1.

4.1.1 Principes physiques

Nous allons préciser les phénomènes physiques mis en jeu dans ce type de composant.

La diode électroluminescente

Lorsqu'une jonction PN est polarisée dans le sens direct les électrons, qui sont majoritaires dans la région N, sont injectés dans la région de type P où ils se recombinent avec les trous. Inversement pour les trous. La structure de base d'une diode électroluminescente, LED (Light Emitting Diode), est une jonction PN réalisée à partir de semi-conducteurs dans lesquels les recombinaisons des porteurs excédentaires sont essentiellement radiatives.

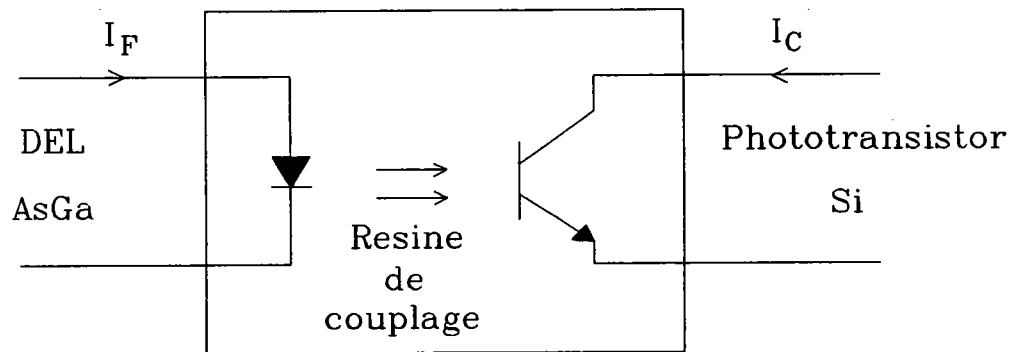


Figure 4.1: Représentation schématique d'un photocoupleur

Ces recombinaisons ont lieu dans trois régions différentes: la zone de charge d'espace et les régions neutres de type N et P; dans chacune de ces dernières la zone émettrice est sensiblement limitée à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires.

Une émission lumineuse importante exige une probabilité de transition radiative élevée. Cette condition sera obtenue en choisissant des matériaux semi-conducteurs à bande interdite directe (exemple: GaAs et ses dérivés): les transitions verticales bande de valence- bande de conduction à k constant (k : quantité de mouvement de l'électron) sont beaucoup plus probables dans les matériaux à bande interdite directe qu'à bande interdite indirecte.

Parmi les autres transitions radiatives possibles, il faut citer également les transitions faisant intervenir les niveaux de la bande interdite dus aux impuretés: transitions bande de conduction-niveau accepteur, bande de valence-niveau donneur, niveau donneur-niveau accepteur, transitions faisant intervenir des niveaux plus profonds.

Il existe également des processus de recombinaison de paires électron-trou sans émission de photon qui entrent en compétition avec les processus radiatifs et limitent le rendement des émetteurs à semi-conducteurs (proces-

sus Shockley-Read-Hall, processus Auger etc.)

On définit habituellement les rendements suivants:

- Rendement quantique de la DEL:

$$\eta_{q1} = \frac{N_1}{n_1}$$

où N_1 est le nombre de photons émis par seconde et n_1 le nombre d'électrons injectés par seconde.

- Rendement énergétique:

$$\eta_e = \frac{\Phi_e}{P}$$

où Φ_e est la puissance lumineuse en sortie et P la puissance électrique fournie.

On exprime facilement le rendement quantique en fonction du rendement énergétique:

A chaque photon émis correspond une énergie $W = h\nu$

et $\Phi_e = N_1 h\nu$

Soit I_F le courant direct injecté dans la diode et e la charge élémentaire de l'électron

Nous avons: $I_F = n_1 e$ or $P = V_F I_F$

d'où finalement:

$$\eta_{q1} = \frac{e V_F}{h\nu} \eta_e \quad (4.1)$$

Le photorécepteur à jonction

Considérons une jonction PN sous éclairage. Soit E_G la largeur de la bande interdite du semi-conducteur, si des photons d'énergie $h\nu > E_G$ pénètrent dans la diode, ils engendrent de chaque côté de la jonction des paires électron-trou. Le champ électrique de la zone de charge d'espace permet la diffusion des électrons vers la zone N et des trous vers la zone P avant qu'ils ne se recombinent. Un photocourant (de sens inverse) s'établit à travers le circuit externe.

On définit les grandeurs suivantes:

- La sensibilité S :

$$S = \frac{I_P}{\Phi_r}$$

où I_P désigne le photocourant et Φ_r le flux de radiation incident en watts.

- Le rendement quantique de la photodiode:

$$\eta_{q_2} = \frac{n_2}{N_2}$$

n_2 étant le nombre d'électrons émis par seconde et N_2 le nombre de photons reçus par seconde.

Nous avons d'une part $\Phi_r = N_2 h\nu$ et d'autre part $I_P = n_2 e = S \Phi_r$, on en déduit facilement le rendement quantique exprimé en fonction de la sensibilité:

$$\eta_{q_2} = S \frac{h\nu}{e} \quad (4.2)$$

Association entre émetteurs et récepteurs de lumière

Dans le cas d'un émetteur on a $hc/\lambda_{em} \leq E_{G_{em}}$ en effet les transitions ne s'effectuent pas exactement entre bande de conduction et bande de valence par suite de la présence de niveaux donneurs et accepteurs dans la bande interdite (proches des bords des bandes de valence et de conduction).

Dans le cas d'un photorécepteur $hc/\lambda_{rec} \geq E_{G_{rec}}$ (génération intrinsèque): l'électron peut recevoir plus d'énergie que le minimum nécessaire pour franchir la bande interdite.

En associant un émetteur et un récepteur nous avons l'égalité: $\lambda_{em} = \lambda_{rec}$
Il faut donc que:

$$E_{G_{em}} \geq E_{G_{rec}}$$

L'examen des spectres des différents matériaux permet de choisir ceux qui ont un bon accord spectral comme par exemple l'arséniure de gallium (GaAs) en émission ($E_G = 1,4eV$) et le silicium en réception ($E_G = 1,1eV$).

Le calcul précédent des différents rendements nous permet d'introduire l'un des paramètres importants: le rapport de transfert en courant du photocoupleur ou CTR (Current Transfert Ratio).

$$CTR = \frac{I_P}{I_F}$$

Soit $\eta_{1,2}$ le rendement de transmission: rapport du flux de rayonnement reçu sur le flux de rayonnement émis.

$$\eta_{1,2} = \frac{\Phi_R}{\Phi_E}$$

Un calcul simple nous donne finalement:

$$CTR = \eta_{q1} \eta_{q1,2} \eta_{q2} \quad (4.3)$$

Dans le cas d'un phototransistor en sortie le rapport de transfert en courant devient:

$$CTR = \left(\frac{I_C}{I_F} \right)_{V_{CE}} \quad (4.4)$$

où I_C désigne le courant collecteur pour une tension collecteur-émetteur fixée.

Le photocourant est multiplié par le gain en émetteur commun du phototransistor:

$$I_C \approx \beta I_P$$

Le phototransistor permet donc d'avoir un rapport de transfert en courant important qui peut en pratique dépasser l'unité, en revanche son temps de réponse est assez long (de l'ordre de $10\mu s$) du fait de la capacité élevée de la jonction collecteur-base.

4.1.2 Technologie

On distingue deux types de montage: le montage face à face et le montage coplanaire.

Montage face à face

Dans ce montage la surface sensible du récepteur (la base du phototransistor par exemple) et la surface émettrice de la diode sont disposées parallèlement l'une à l'autre et en regard l'une de l'autre. La distance les séparant est de l'ordre de 0.3 à 0.5 mm. Une vue en coupe est présentée figure 4.2

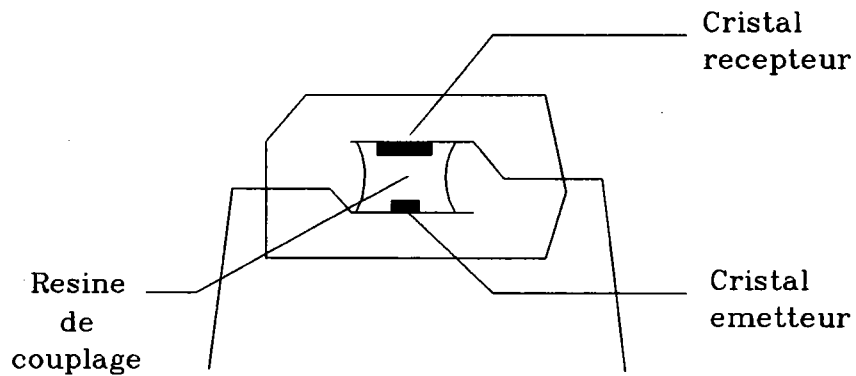


Figure 4.2: Montage face à face dans un boîtier D.I.L. plastique (vue en coupe)

Une tension entrée-sortie et une température élevées peuvent provoquer la migration de charges ioniques dans le plastique; pour minimiser les effets de ces courants d'ionisation on intercale parfois entre l'émetteur et le récepteur un écran de protection ionique constitué par un film isolant ou une plaque de verre.

Montage coplanaire

Dans le montage coplanaire les faces émettrice et réceptrice sont disposées sur un même plan horizontal. Les rayons lumineux sont transmis de l'une à l'autre par le jeu d'un réflecteur.

Boîtier plastique Le couplage est réalisé par le dépôt d'une goutte de résine transparente, dont le volume et la forme sont imposés par une machine automatique à préforme et à polymérisation contrôlées. Une laque blanche, obtenue par ajout d'oxyde de titane à la résine de même nature que celle de couplage, est déposée sur la résine transparente de façon à optimiser le conduit lumineux. Le tout est encapsulé dans une résine noire qui constitue le boîtier de protection du composant fini. Voir figure 4.3

Boîtier métallique Dans ce type de boîtier la réflexion de la lumière s'effectue soit par l'intermédiaire d'une coupole plastique, soit directement

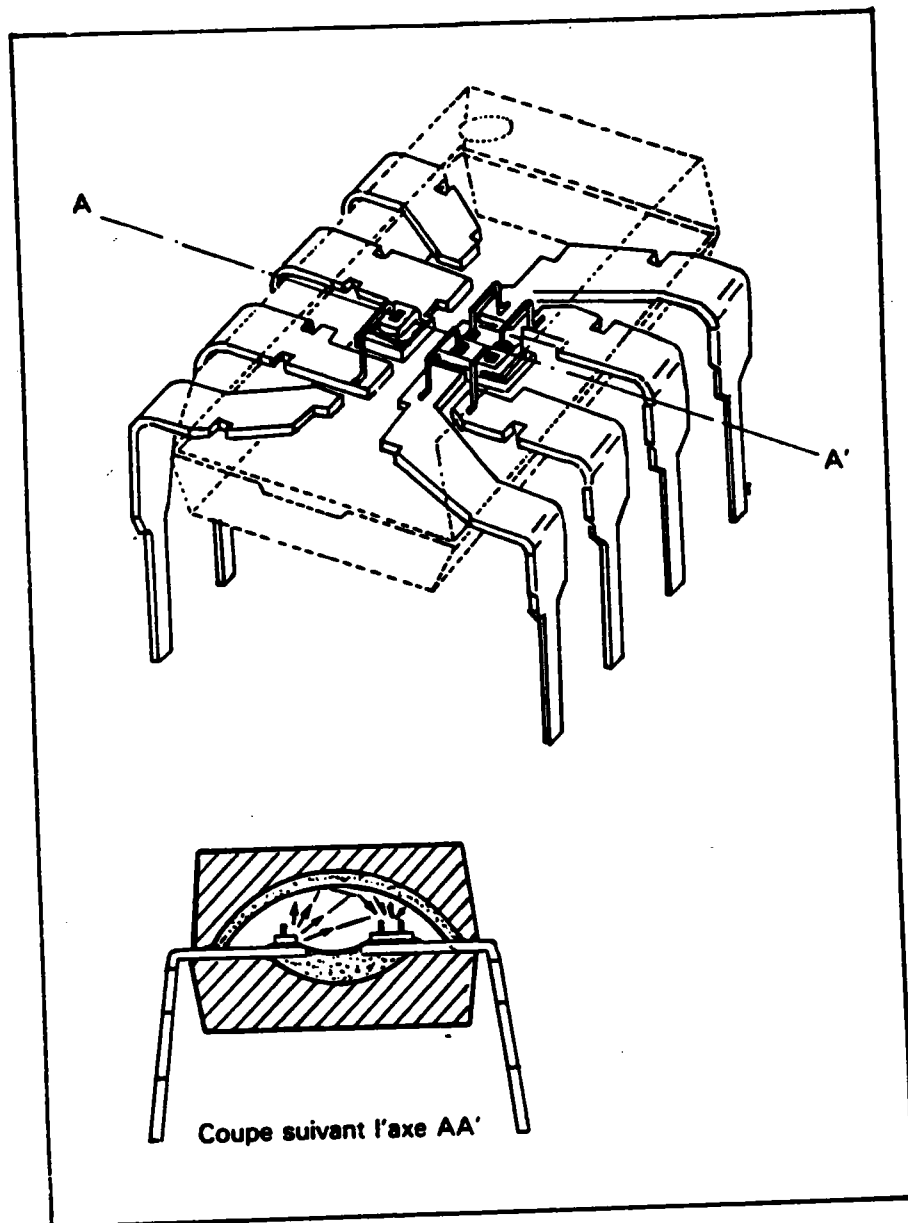


Figure 4.3: Montage coplanaire dans un boîtier D.I.L plastique

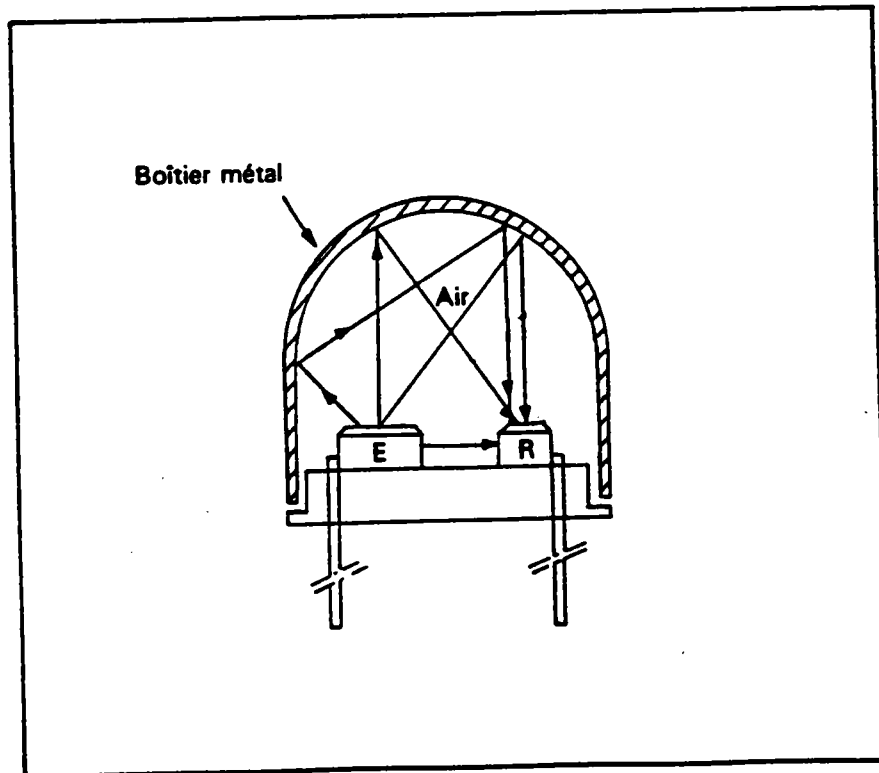
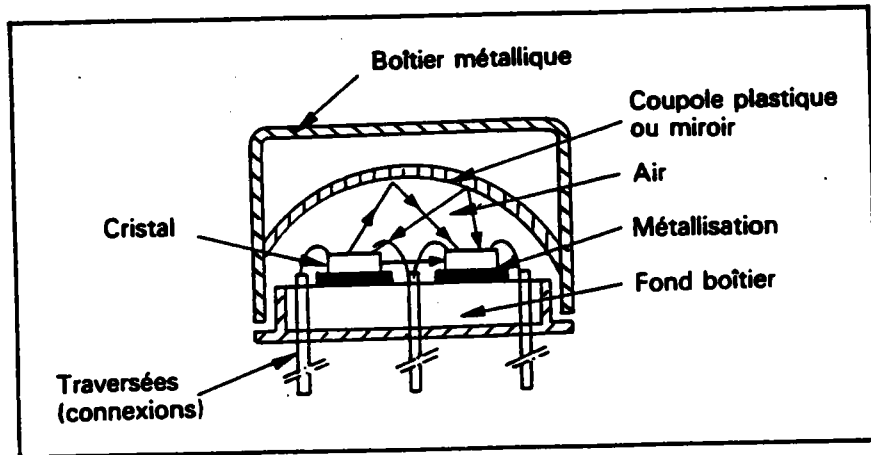


Figure 4.4: Montage coplanaire dans un boîtier métallique

sur le fond du capot métallique. Voir figure 4.4

4.2 Résultats antérieurs sur la fiabilité des photocoupleurs

4.2.1 Caractéristiques recherchées

Les caractéristiques principales recherchées d'un photocoupleur sont:

- Un facteur de transfert élevé
- Une bonne linéarité pour une gamme importante du courant I_F
- Un isolement élevé diode électroluminescente-phototransistor
- Une haute fréquence de fonctionnement dans certaines applications

Pour l'utilisateur habituel, les caractéristiques d'isolement et de transfert sont essentielles. La tension d'isolement dépend d'une part de la constante diélectrique du matériau de couplage optique et de l'encapsulation, d'autre part de la géométrie. Pour obtenir un rapport de transfert en courant important (supérieur à l'unité en pratique) on s'efforce évidemment de mettre au point des technologies qui conduisent à des D.E.L de rendement quantique élevé et des phototransistors de gain élevé: la réalisation de D.E.L épitaxiées à la place de D.E.L diffusées a permis d'augmenter la valeur du C.T.R et d'accroître la durée de vie des photocoupleurs.

Une autre caractéristique importante est la tension de saturation du phototransistor limitée à 0.2 - 0.4 V afin d'assurer la compatibilité du niveau 0 avec les circuits logiques.

4.2.2 Vieillessement et phénomènes de dégradation

Généralités

Il est généralement admis que la dégradation du photocoupleur est principalement due à la dégradation de la diode électroluminescente qui, elle

même, s'explique par l'apparition de centres non radiatifs. Il faut également retenir d'autres causes moins importantes de la diminution du C.T.R (rapport de transfert en courant), à savoir la baisse du rendement de transmission de la couche en résine transparente, le changement de sensibilité du photodétecteur, et une légère variation du gain de l'amplificateur de sortie.

On sait aujourd'hui que le taux de dégradation de la diode photoémissive est influencé par les paramètres et la mise en œuvre du matériau utilisé pour la fabrication des D.E.L, par la température de jonction et par la densité de courant.

Le courant traversant une diode électroluminescente peut être considéré comme étant la somme d'un courant radiatif de diffusion et d'un courant non radiatif; si ce dernier augmente au détriment du courant radiatif la D.E.L émettra moins de lumière. En outre la proportion de courants radiatif et non radiatif varie en fonction du courant total qui traverse la diode, le rapport courant non radiatif/courant radiatif tend ainsi à augmenter aux basses valeurs de courant de mesure. Finalement la proportion du courant de recombinaison non radiatif dépend à la fois du niveau de courant de mesure et du niveau du courant de contrainte injecté pendant l'essai.

Les essais effectués à ce jour montrent que le rapport des temps de diminution de la valeur du C.T.R peut être corrélé avec le carré du rapport inverse des courants de contrainte respectifs I_{F_1} et I_{F_2} :

$$\frac{t_1}{t_2} \approx \left(\frac{I_{F_2}}{I_{F_1}} \right)^2$$

Autrement dit, si on connaît le temps t_1 au bout duquel la dégradation du C.T.R atteint par exemple 10 % pour un courant donné I_{F_1} , alors on peut évaluer le temps t_2 au bout duquel on obtiendrait la même dégradation du C.T.R, mais pour un autre courant I_{F_2} .

Les travaux du C.N.E.T

Le C.N.E.T a mené durant plusieurs années une étude approfondie sur la fiabilité des photocoupleurs [30]. Il est intéressant de résumer ici les résultats d'essais de vieillissement longue durée (10000 heures).

Les dispositifs étudiés sont des photocoupleurs constitués d'une diode photoémissive en arséniure de gallium couplée optiquement à un transistor bipolaire NPN de structure plane.

Des essais antérieurs effectués sur ce type de composant avaient montré que le paramètre qui présentait le plus de dérive en fonction du temps était précisément le C.T.R alors que le gain des transistors était resté stable de même que les courants de fuite des jonctions. Par ailleurs, il avait été constaté que la dérive cessait quand le courant était interrompu dans la diode. Ces essais ayant montré que la dégradation se situait du côté de la diode et éventuellement au niveau du couplage optique, le C.N.E.T a entrepris une série d'essais pour vérifier que l'effet principal de dégradation était dû au vieillissement de la diode et en déduire les lois d'accélération en fonction du courant I_F et de la température.

Quatre fabricants de technologies ou dimensions de diodes photoémissives différentes, avaient été sélectionnés:

Fabricant	Jonction	Encapsulation	Couplage optique	Surface de jonction
A	diffusée (Zn)	plastique	Résine translucide	0.045 mm ²
B	"	"	"	0.190 mm ²
C	épitaxiée	"	Plaquette de verre	0.145 mm ²
D	"	métallique	Gaz sec	0.165 mm ²

Le tableau ci-dessous décrit l'ensemble des essais réalisés pour chaque fabricant:

Nombre de pièces	T. ambiante	Courant I_F
20	25 °C	5 mA
20	25 °C	10 mA
20	25 °C	20 mA
20	25 °C	50 mA
20	25 °C	100 mA
20	40 °C	20 mA
20	70 °C	20 mA
20	90 °C	20 mA

L'ensemble de ces essais ont permis de conclure que:

- Il n'existe pas de corrélation entre les dérives et les valeurs initiales du rapport de transfert en courant
- La dérive est d'autant plus importante que le courant de vieillissement I_F est de valeur élevée
- Elle est également d'autant plus importante que la valeur du courant I_F en mesure de reprise est basse
- A l'issue de chaque essai la dérive du gain des transistors est très faible voire négligeable. Seul l'essai à la température ambiante de 90 °C a engendré une dérive de -10 % du gain des transistors.

La figure 4.5 représente le schéma équivalent de la D.E.L qui a été proposé. I_{F_1} est le courant émissif:

$$I_{F_1} = I_{01}(e^{\frac{qV}{kT}} - 1)$$

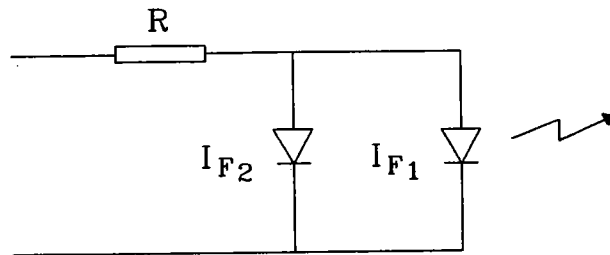


Figure 4.5: Schéma équivalent de la diode photoémissive

I_{F_2} est le courant non émissif:

$$I_{F_2} = I_{O2}(e^{\frac{qV}{2kT}} - 1)$$

Finalement:

$$I_F = I_{O1}(e^{\frac{qV}{kT}} - 1) + I_{O2}(e^{\frac{qV}{2kT}} - 1) \quad (4.5)$$

(En tenant compte pour V de la chute de tension dans la résistance série)

La loi de variation de la durée de vie θ en fonction du courant de vieillissement I_F pour une température de jonction donnée a pu être déduite de l'ensemble des résultats (fabricant A):

$$\theta = \frac{a}{J e^{\frac{-E}{k_B T_j}}} \quad (4.6)$$

θ : durée de vie pour un critère de défaut donné en heures

a: coefficient correspondant à la technologie

J: densité de courant en A/cm^2

E: énergie d'activation en eV

T_j : température de la jonction

k_B : constante de Boltzmann

Si l'on considère l'ensemble des fabricants il faut remarquer que:

- Pour les technologies A et B (jonctions diffusées) les durées de vie sont sensiblement dans le rapport des surfaces de jonctions.

- Les durées de vie des composants de technologie C et D (jonctions épitaxiées) sont très supérieures à celles des composants de technologie A et B (jonctions diffusées).

D'un point de vue pratique le C.N.E.T a retenu dans ses directives d'emploi la formule suivante:

$$\theta = \frac{A}{I_F e^{\frac{-E}{k_B T_j}}} \quad (4.7)$$

où θ est le temps au bout duquel 10 % des photocoupleurs ont une dérive du rapport de transfert (mesuré à $I_F = 2mA$) supérieure ou égale à 50 %.

I_F : courant de vieillissement en Ampères

A: facteur de durée en heure.Ampères

E: énergie d'activation égale à 0,15 eV

Trois classes de photocoupleurs ont été définies à partir du facteur de qualité A:

classe W: $0,3 \leq A < 1$

classe V: $1 \leq A < 3$

classe U: $3 \leq A$

4.3 Résultats des essais

4.3.1 Le photocoupleur 4N25

Les photocoupleurs que nous avons choisis pour réaliser nos essais ont la référence 4N25 et sont issus de trois fabricants que nous désignerons dans la suite par les lettres A, B, C. Ils comportent en entrée une D.E.L à l'arséniure de gallium et en sortie un phototransistor NPN (silicium). Ils sont montés dans un boîtier plastique "Dual In Line" de 6 broches. Les principales caractéristiques électriques données par les fabricants sont résumées dans les tableaux ci-dessous:

Diode photoémissive: valeurs maximales à 25 °C	
Courant continu	80 mA
Dissipation	150 mW
Tension inverse	3,0 V
Phototransistor: valeurs maximales à 25 °C	
Tension collecteur-émetteur	30 V
Tension émetteur-collecteur	7,0 V
Dissipation	150 mW

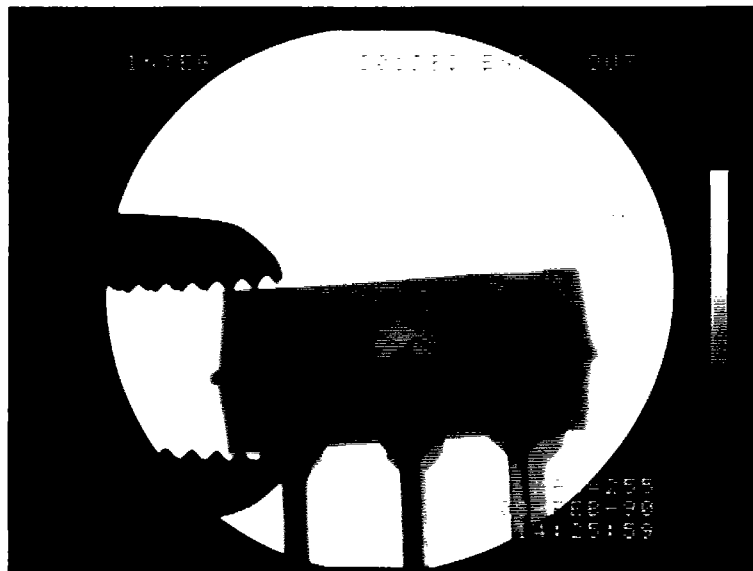
Caractéristiques typiques de la D.E.L à 25 °C	
Courant de fuite ($V_R = 3 V$)	5 nA
Tension directe ($I_F = 10 mA$)	1,2 V
Capacité ($V_R = 0 V$ et $f = 1,0 MHz$)	40 pF
Caractéristiques du photocoupleur à 25 °C	
Rapport de transfert en courant typique ($V_{CE} = 10 V$, $I_F = 10 mA$)	50 %
Résistance entrée-sortie	$10^{11} \Omega$
Isolation	2500 V

Le type du montage choisi n'étant pas précisé dans les recueils de spécifications, nous avons été conduits à effectuer une radiographie des photocoupleurs qui montre clairement que les trois fabricants ont retenu le montage coplanaire. Voir photographies 4.1 à 4.6.

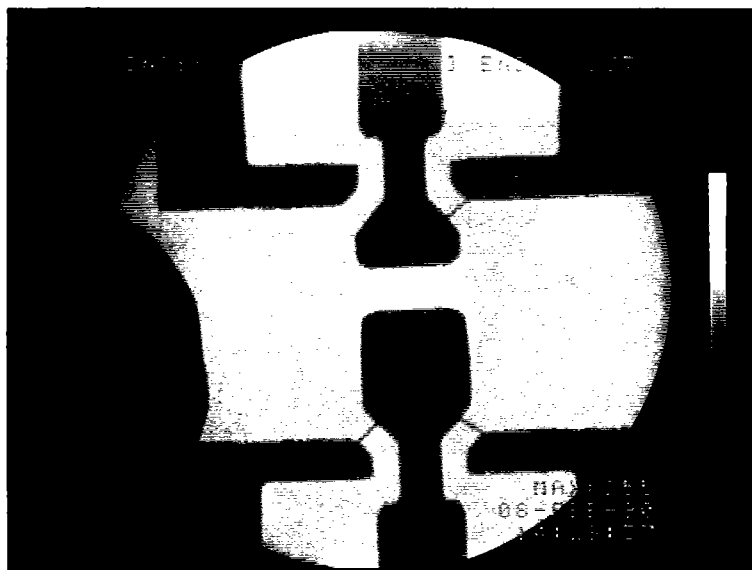
Ce montage permet d'observer la DEL et le phototransistor à travers la résine de couplage sans avoir recours à une attaque chimique de la résine d'enrobage. Il suffit pour cela de polir minutieusement la face supérieure du composant. Voir photographies 4.7 à 4.12.

On remarque que:

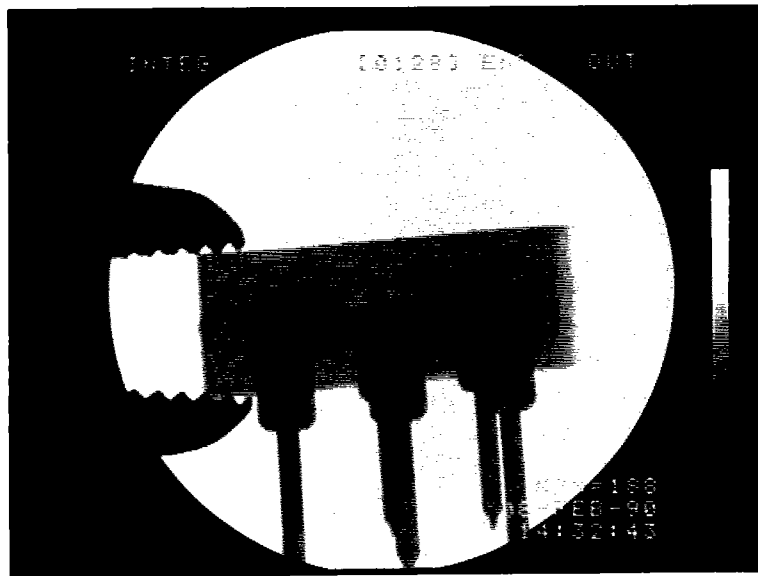
- Les dimensions de la DEL sont identiques pour les trois fabricants: la pastille a la forme d'un carré de $250 \mu\text{m}$ de côté.
- Le système de métallisation diffère d'un fabricant à l'autre: métallisation limitée au centre de la pastille pour le fabricant A, simple croix pour le fabricant B, et quadruple croix pour le fabricant C.
- La distance séparant la DEL du phototransistor varie de 0,55 à 0,75 mm.



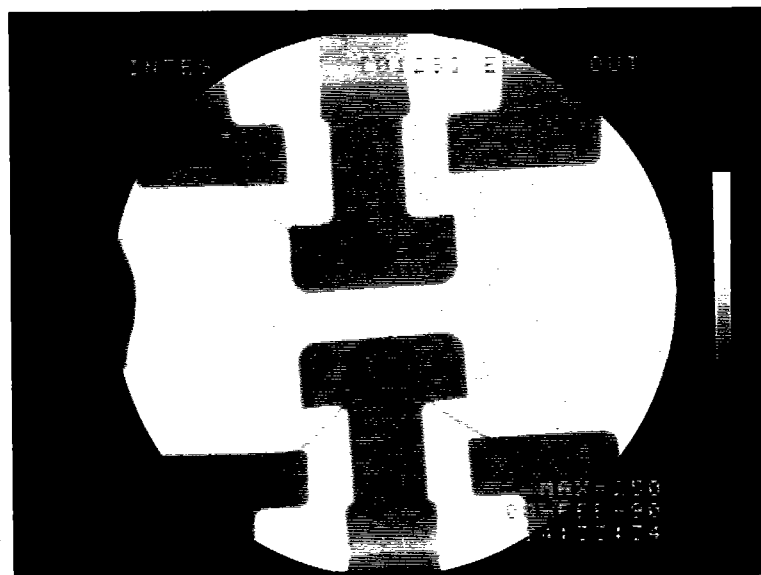
Photographie 4.1: Radiographie d'un photocoupleur A (vue latérale)



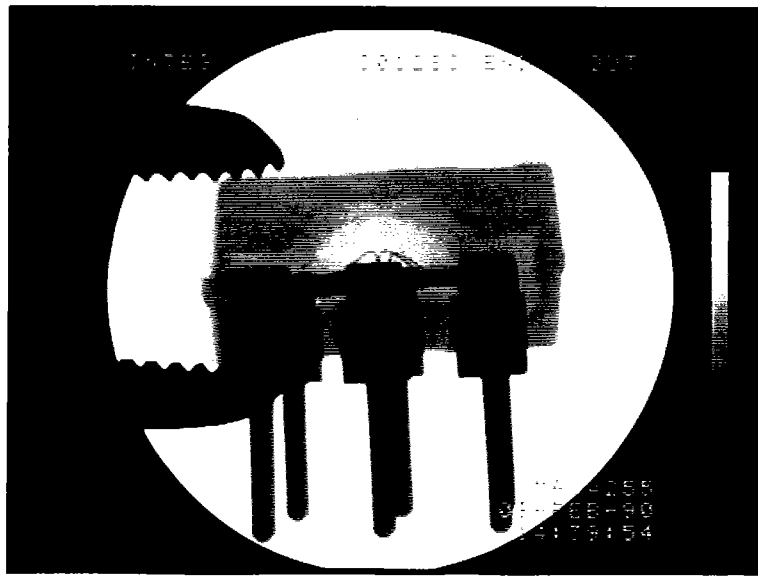
Photographie 4.2: Radiographie d'un photocoupleur A (vue de dessus)



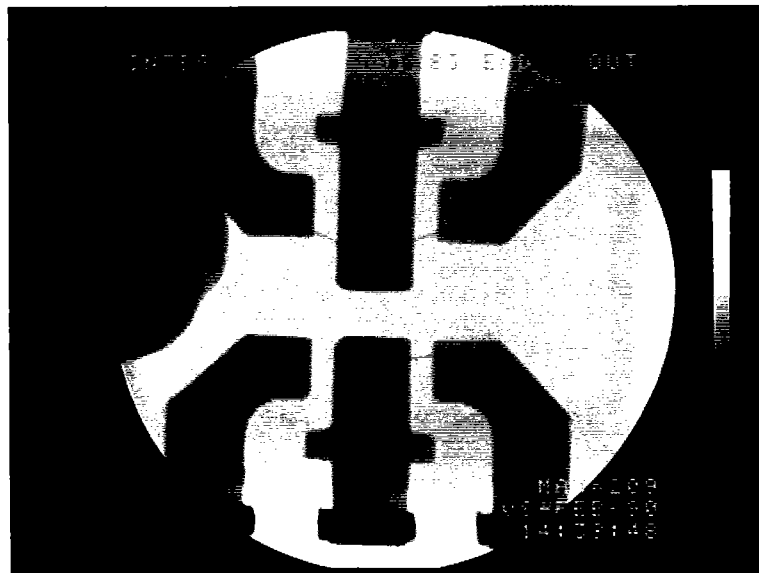
Photographie 4.3: Radiographie d'un photocoupleur B (vue latérale)



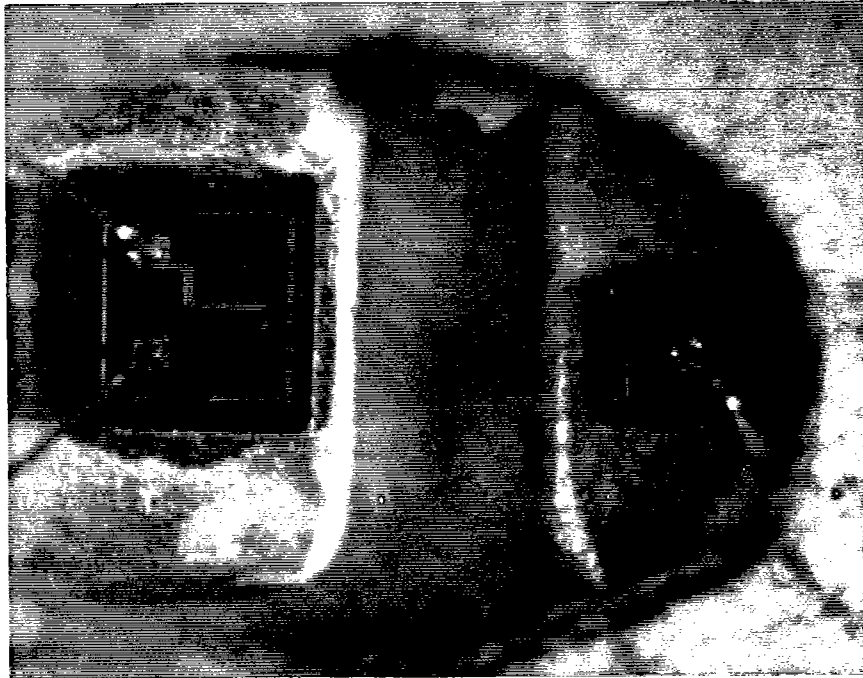
Photographie 4.4: Radiographie d'un photocoupleur B (vue de dessus)



Photographie 4.5: Radiographie d'un photocoupleur C (vue latérale)



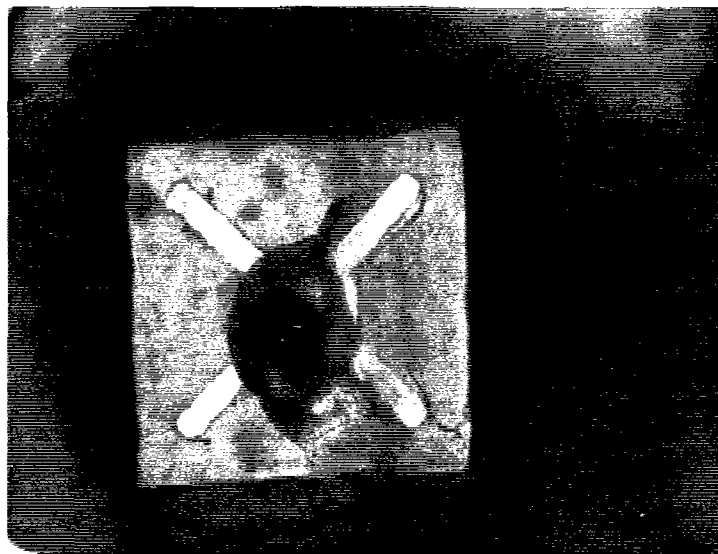
Photographie 4.6: Radiographie d'un photocoupleur C (vue de dessus)



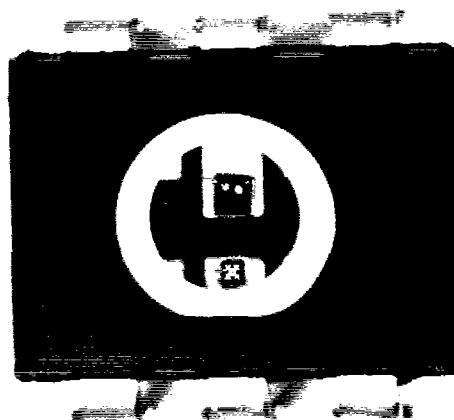
Photographie 4.7: Photocoupleur A (grossissement: 70 x)



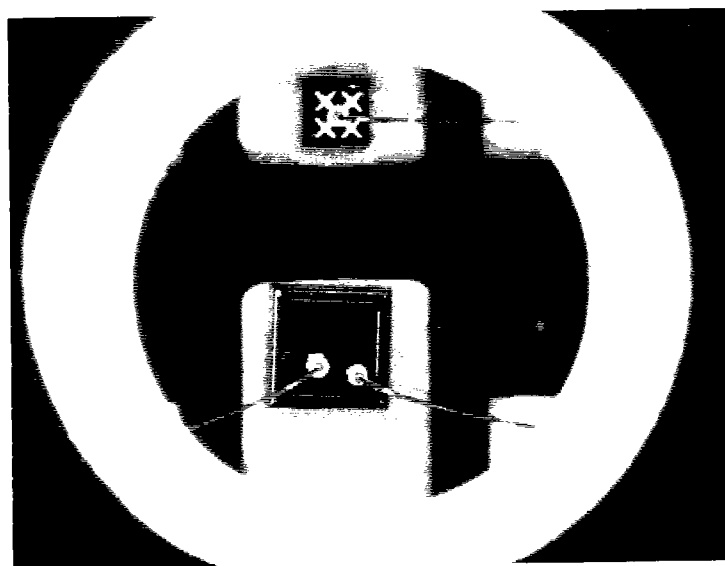
Photographie 4.8: Photocoupleur B (grossissement: 40 x)



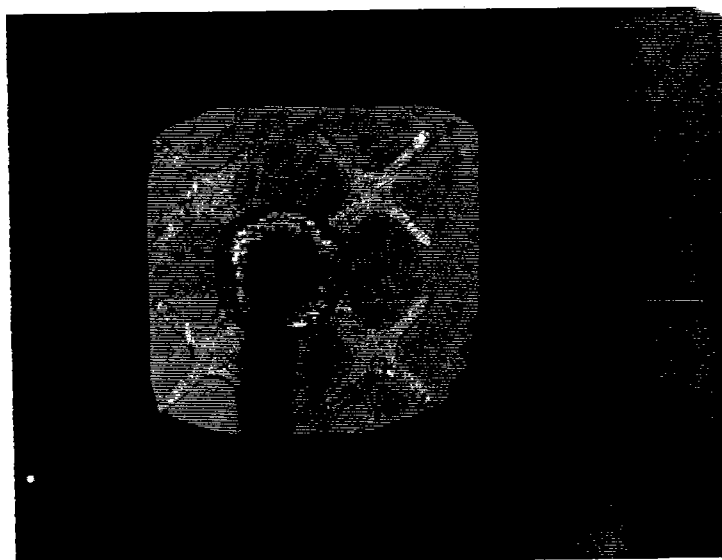
Photographie 4.9: Photocoupleur B: DEL (grossissement: 200 x)



Photographie 4.10: Photocoupleur C: vue d'ensemble (grossissement: 8 x)



Photographie 4.11: Photocoupleur C (grossissement: 25 x)



Photographie 4.12: Photocoupleur C: DEL (grossissement: 200 x)

4.3.2 Essai de vieillissement de la diode photoémissive:

$$I_F = 100 \text{ mA}$$

Nous avons choisi de faire vieillir la DEL du photocoupleur dans les conditions suivantes: courant continu de 100 mA à la température ambiante contrôlée de 25 °C. Au cours de l'essai le phototransistor n'est pas alimenté (voir figure 4.6).

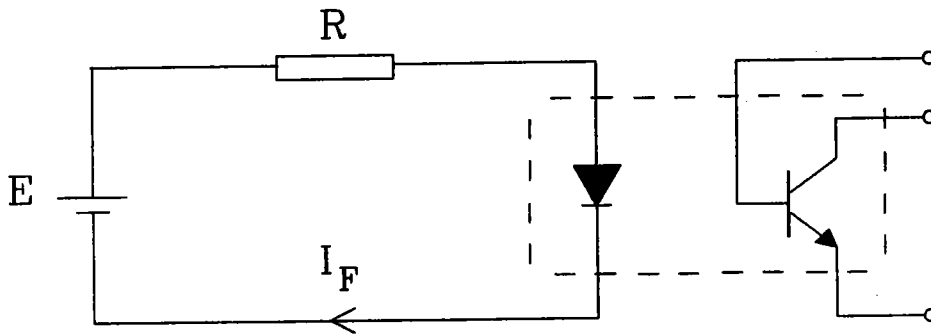


Figure 4.6: Schéma de principe du vieillissement, $R = 56 \Omega$ et $E = 7 \text{ V}$

Cet essai a été mené durant 2000 heures sur 30 photocoupleurs (un lot de 10 de chaque fabricant). Tous les composants ont été caractérisés initialement puis après 168, 500, 1000, et 2000 heures.

Caractérisation initiale

Le rapport de transfert en courant. Le principe de mesure est représenté figure 4.7. Nous avons représenté sur une même figure la valeur médiane initiale du C.T.R pour chaque fabricant, le courant de mesure I_F variant de 0,2 à 50 mA et la tension collecteur-émetteur du phototransistor étant fixée à 5 Volts. Cette valeur est très élevée chez le fabricant A: proche de 300 % pour un courant I_F de 8 mA. Voir figure 4.8.

Il faut remarquer que la partie décroissante des caractéristiques de transfert (correspondant à un fort niveau de courant collecteur) n'est pas

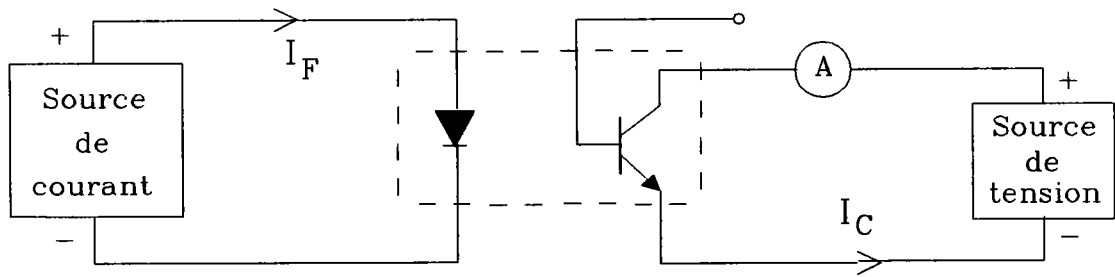


Figure 4.7: Mesure du C.T.R (I_C/I_F en %)

significative: le CTR est en effet limité par le phénomène de seconde pente du phototransistor (saturation).

Caractéristique courant-tension de la D.E.L. Nous avons représenté figures 4.9, 4.10, et 4.11. les caractéristiques $I(V)$ des dix diodes photoémissives de chaque lot. Nous constatons que la dispersion ,au sein d'un même lot, est extrêmement faible.

Réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ du phototransistor. Voir figures 4.12, 4.13, et 4.14.

CTR en %

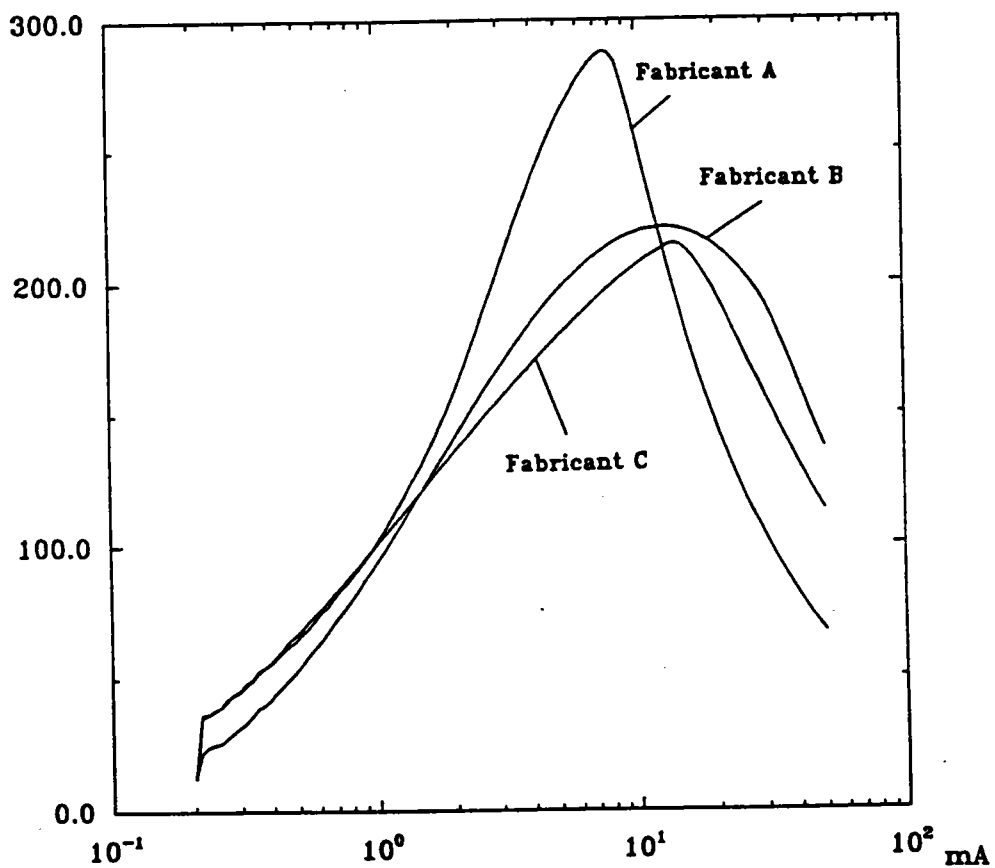


Figure 4.8: Rapport de transfert en courant avant vieillissement

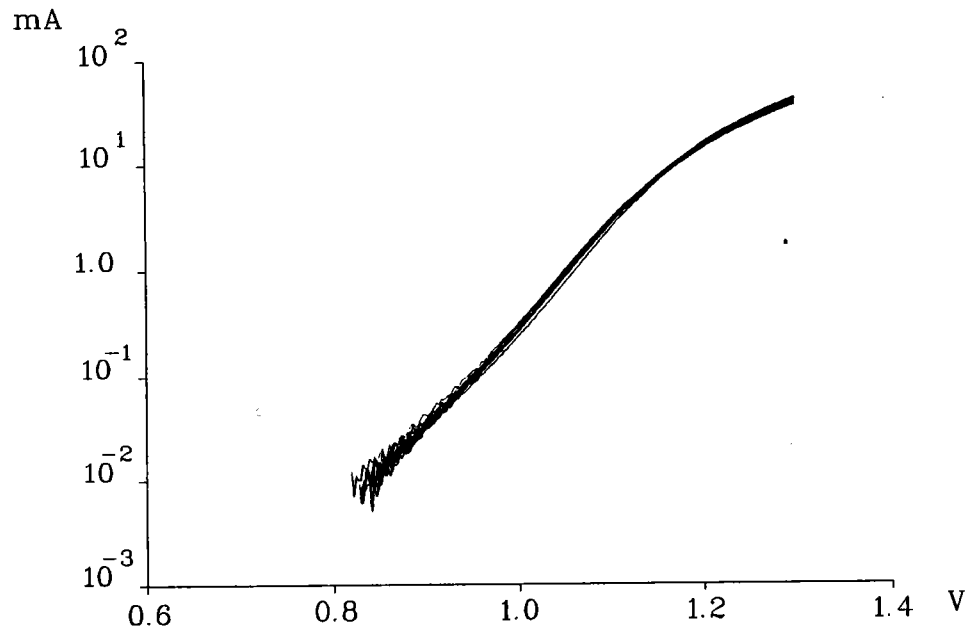


Figure 4.9: Caractéristique courant-tension de la D.E.L (fabricant A)

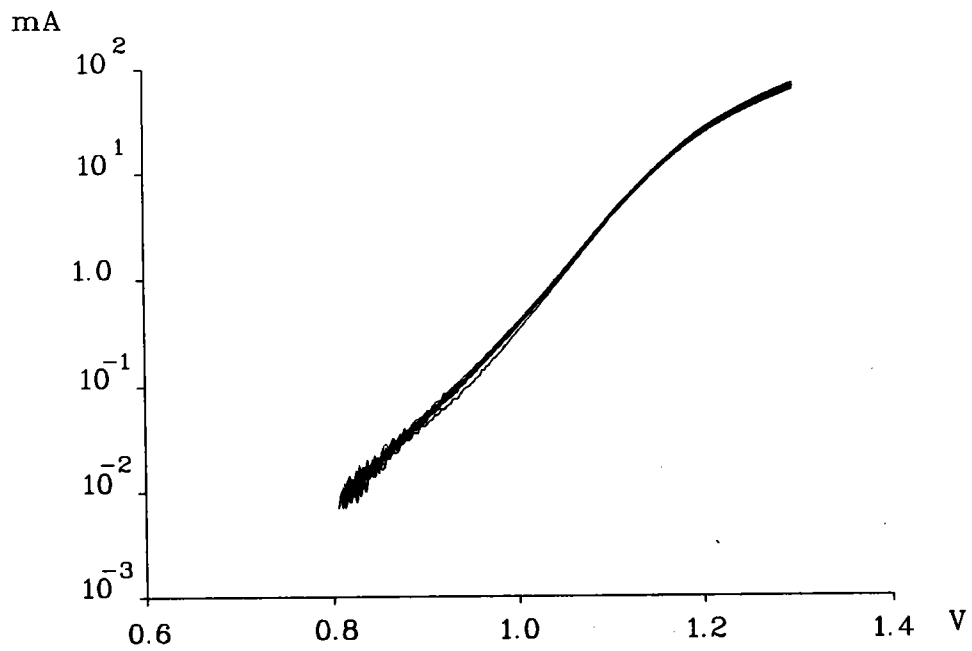


Figure 4.10: Caractéristique courant-tension de la D.E.L (fabricant B)

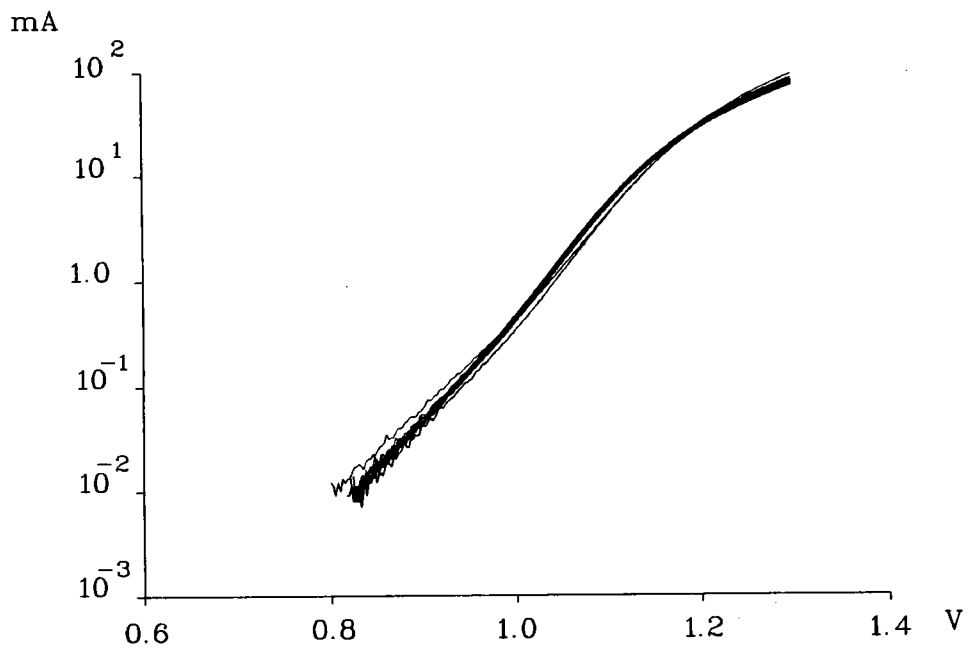


Figure 4.11: Caractéristique courant-tension de la D.E.L (fabricant C)

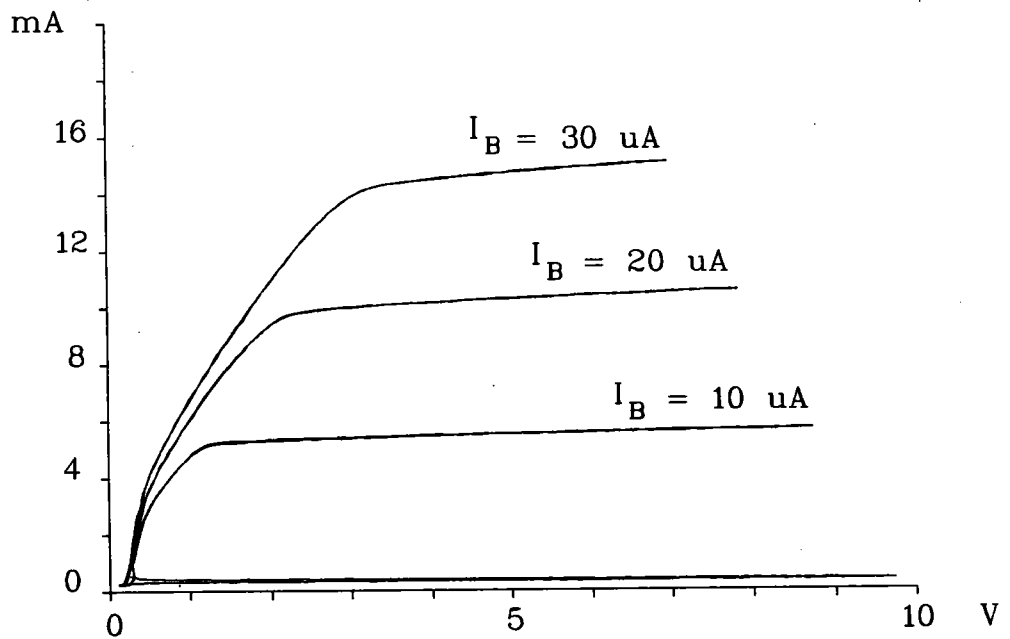


Figure 4.12: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ du phototransistor (fabricant A)

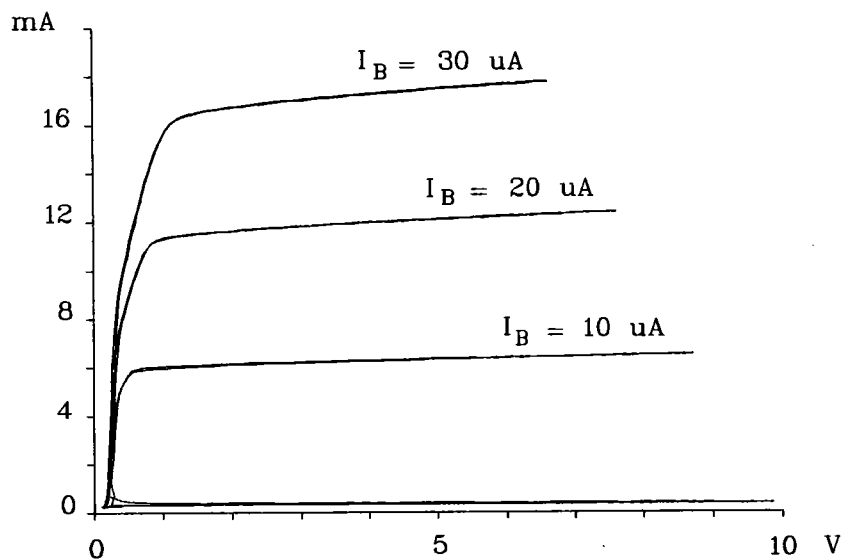


Figure 4.13: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ du phototransistor (fabricant B)

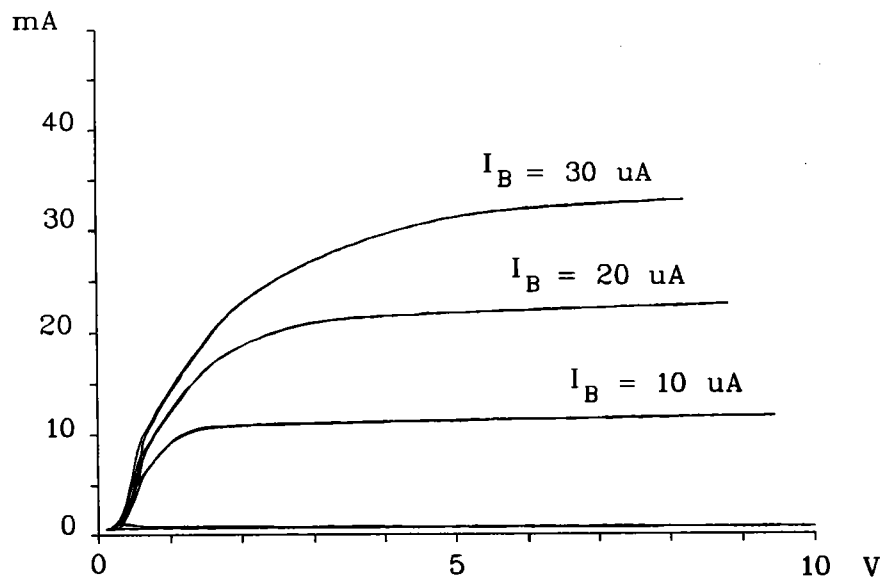


Figure 4.14: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ du phototransistor (fabricant C)

Caractéristique capacité-tension de la D.E.L . Les caractéristiques $C(V)$ des dix diodes photoémissives de chaque lot sont représentées figures 4.15, 4.16, et 4.17. Les mesures effectuées pour une tension $V_R = 0 V$ sont regroupées dans le tableau ci-dessous.

	Fabricant A	Fabricant B	Fabricant C
Valeur minimale	18 pF	57 pF	73 pF
Valeur médiane	15 pF	25 pF	28 pF
Valeur maximale	12 pF	23 pF	25 pF

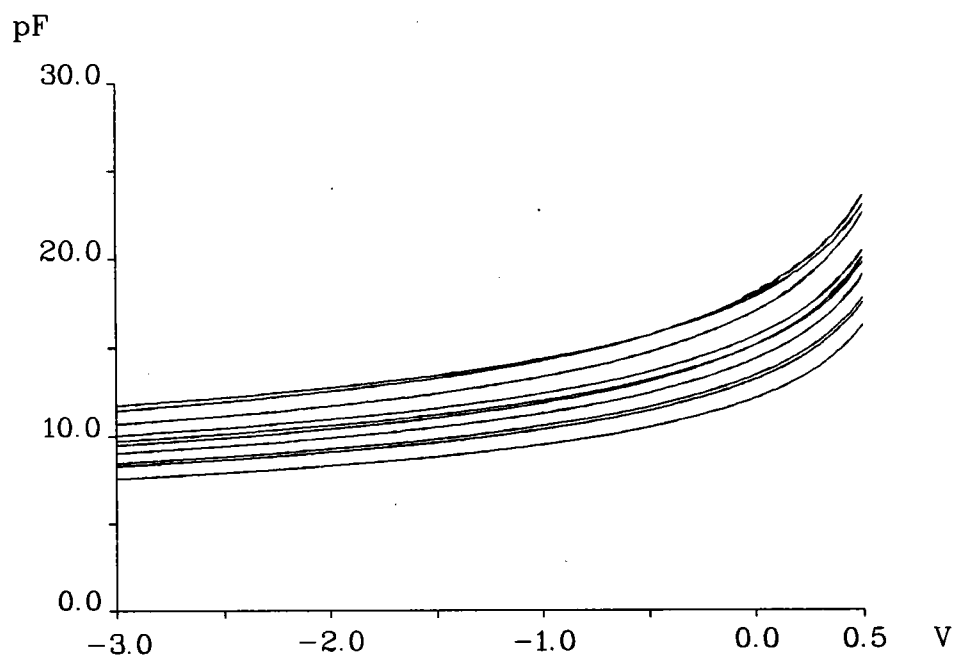


Figure 4.15: Caractéristique capacité-tension de la D.E.L (fabricant A)

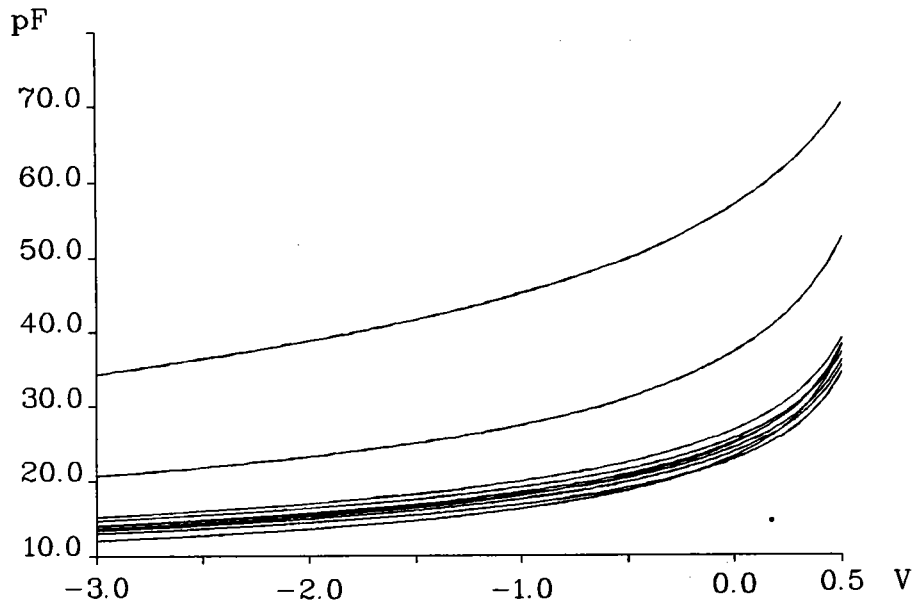


Figure 4.16: Caractéristique capacité-tension de la D.E.L (fabricant B)

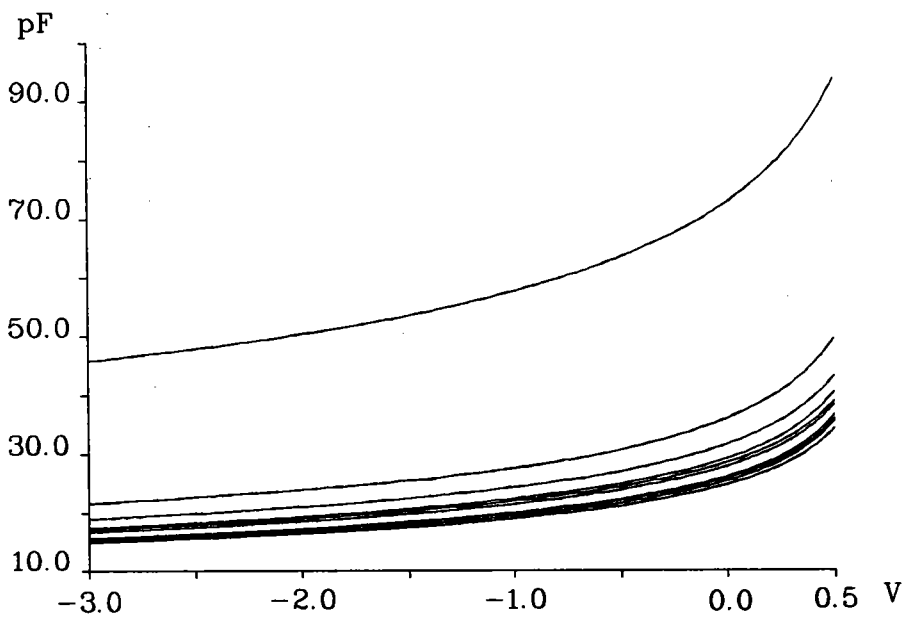


Figure 4.17: Caractéristique capacité-tension de la D.E.L(fabricant C)

Evolution des caractéristiques au cours du vieillissement

Caractéristique courant-tension de la D.E.L Après 2000 heures de vieillissement on constate que cette caractéristique a très légèrement évolué (voir les courbes typiques figures 4.18, 4.19, et 4.20).

Le courant inverse de la D.E.L n'évolue pas de façon significative sauf pour une D.E.L du fabricant C dont le courant inverse, initialement à 5 pA pour une tension inverse de 3 V, atteint 0,53 μ A après 2000 heures de vieillissement. Les résultats sont rassemblés dans le tableau 4.1.

		Fabricant A	Fabricant B	Fabricant C
Initial	Min	6 pA	11 pA	1 pA
	Med	10 pA	20 pA	5 pA
	Max	55 nA	0.2 nA	0.75 nA
Après 500 H	Min	9 pA	19 pA	4 pA
	Med	17 pA	37.5 pA	5.5 pA
	Max	62 nA	0.25 nA	0.9 nA
Après 1000 H	Min	7 pA	13 pA	4 pA
	Med	12.5 pA	28 pA	9 pA
	Max	51 nA	0.2 nA	0.75 nA
Après 2000 H	Min	11 pA	24 pA	9 pA
	Med	20 pA	49 pA	16 pA
	Max	59 nA	0.25 nA	0.53 μ A

Tableau 4.1: Courant inverse de la LED $V_R = 3.0$ V.

Caractéristiques du transistor Elles n'ont pas subi de variations et le gain du transistor en particulier est resté parfaitement stable.

Caractéristique capacité-tension de la D.E.L Cette caractéristique ne présente aucune modification après 2000 heures de vieillissement.

Le rapport de transfert en courant Les figures 4.21, 4.22, et 4.23 représentent l'évolution du rapport de transfert en courant (valeurs médianes)

tandis que les figures 4.24, 4.25, et 4.26 précisent la diminution relative du C.T.R en pourcentage par rapport aux valeurs initiales. Les valeurs numériques de cette diminution, pour un courant d'entrée de 2 mA, sont regroupées dans le tableau 4.2

L'examen de ces courbes appelle deux remarques:

- La diminution relative du C.T.R des photocoupleurs A est importante: 34,4 % pour un courant d'entrée de 2 mA après seulement 168 heures de vieillissement.
- La dérive du C.T.R des photocoupleurs B et C décroît lorsque le courant de mesure augmente (cette décroissance a toujours été observée par le C.N.E.T dans ces essais de vieillissement) alors que celle des photocoupleurs A augmente au contraire et atteint un maximum pour un courant d'entrée I_F de 3 mA. Elle décroît ensuite pour un courant I_F d'environ 10 mA.

		Fabricant A	Fabricant B	Fabricant C
Après 168 H	Min.	28.2	3.6	2.6
	Med.	34.4	7.5	4.9
	Max.	39.3	11.2	11.8
Après 500 H	Min.	33.7	3.0	2.1
	Med.	40.1	5.9	5.0
	Max.	45.0	10.2	12.0
Après 1000 H	Min.	41.3	5.2	4.0
	Med.	48.4	9.6	9.3
	Max.	52.6	14.7	25.3
Après 2000 H	Min.	47.7	9.7	7.7
	Med.	53.9	15.3	15.2
	Max.	58.8	22.2	47.2

Tableau 4.2: Diminution du CTR en % par rapport aux valeurs initiales.
 $V_{CE} = 5 \text{ V}$. $I_F = 2 \text{ mA}$.

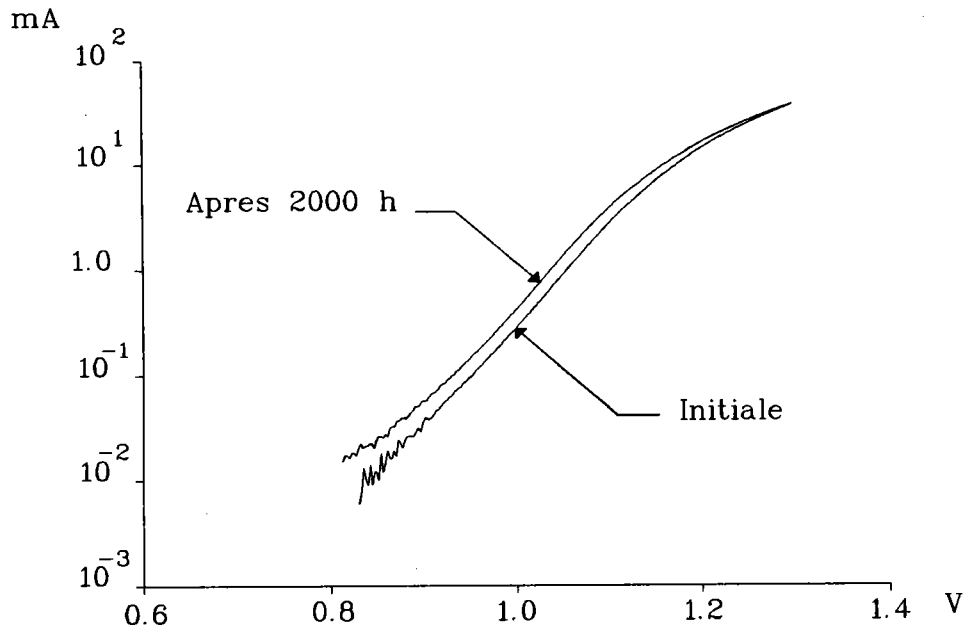


Figure 4.18: Evolution de la caractéristique courant-tension de la D.E.L (fabricant A)

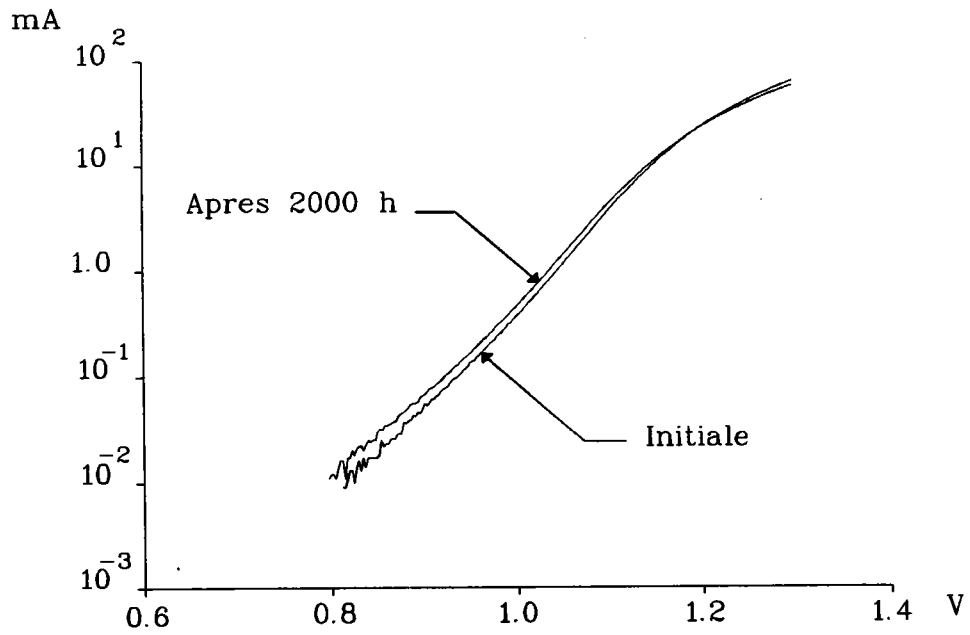


Figure 4.19: Evolution de la caractéristique courant-tension de la D.E.L (fabricant B)

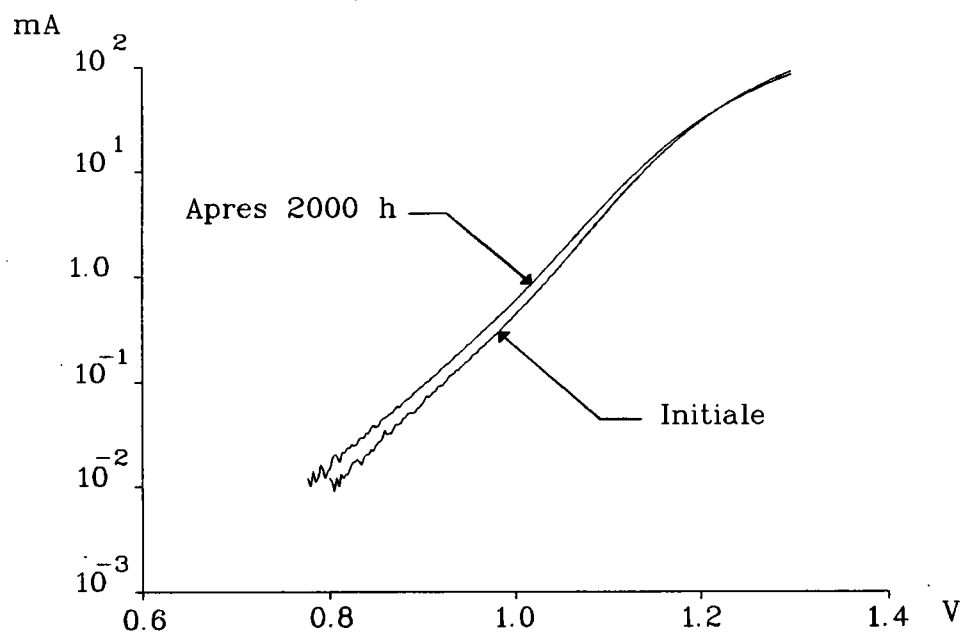


Figure 4.20: Evolution de la caractéristique courant-tension de la D.E.L (fabricant C)

CTR en %

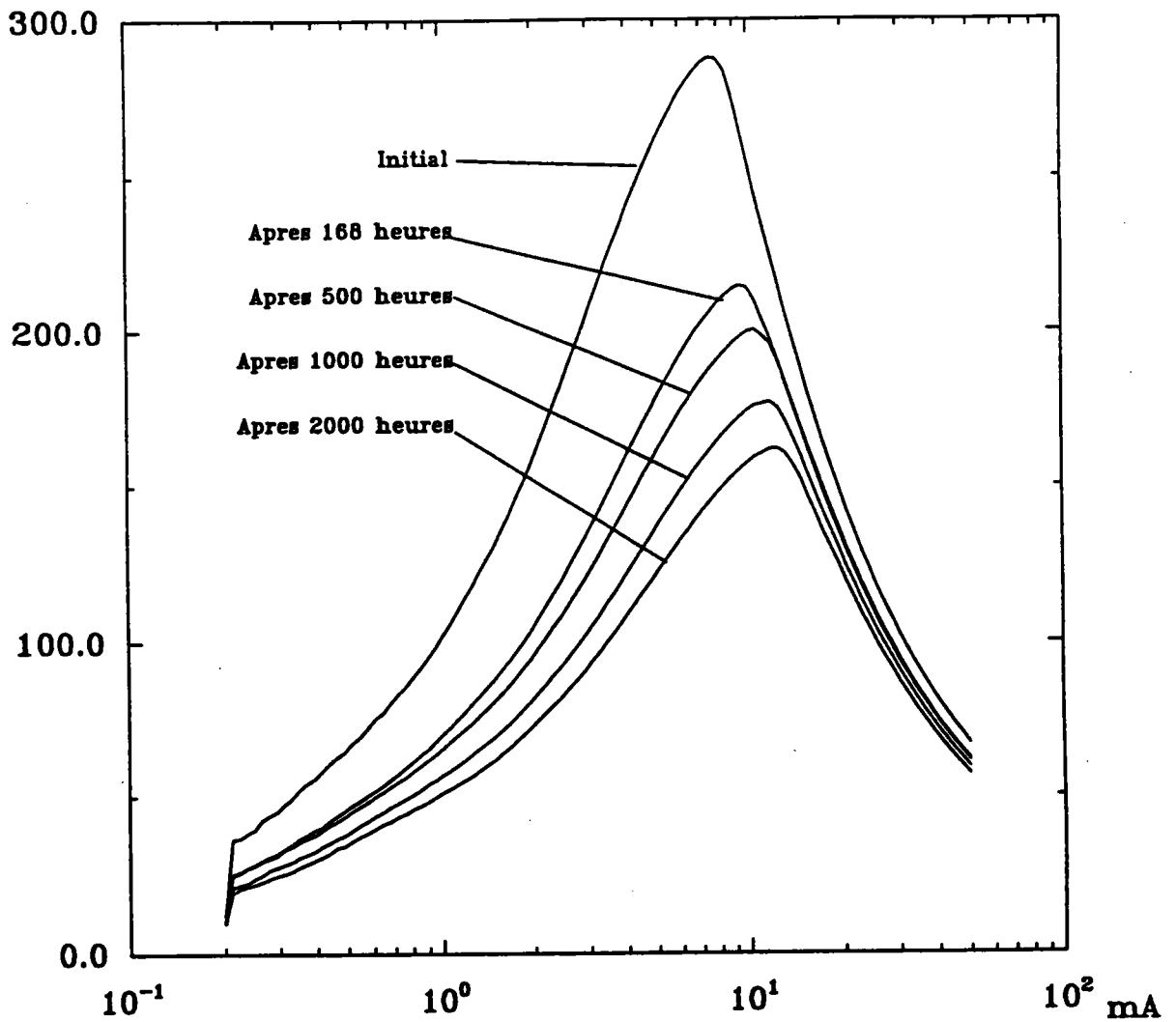


Figure 4.21: C.T.R (fabricant A)

CTR en %

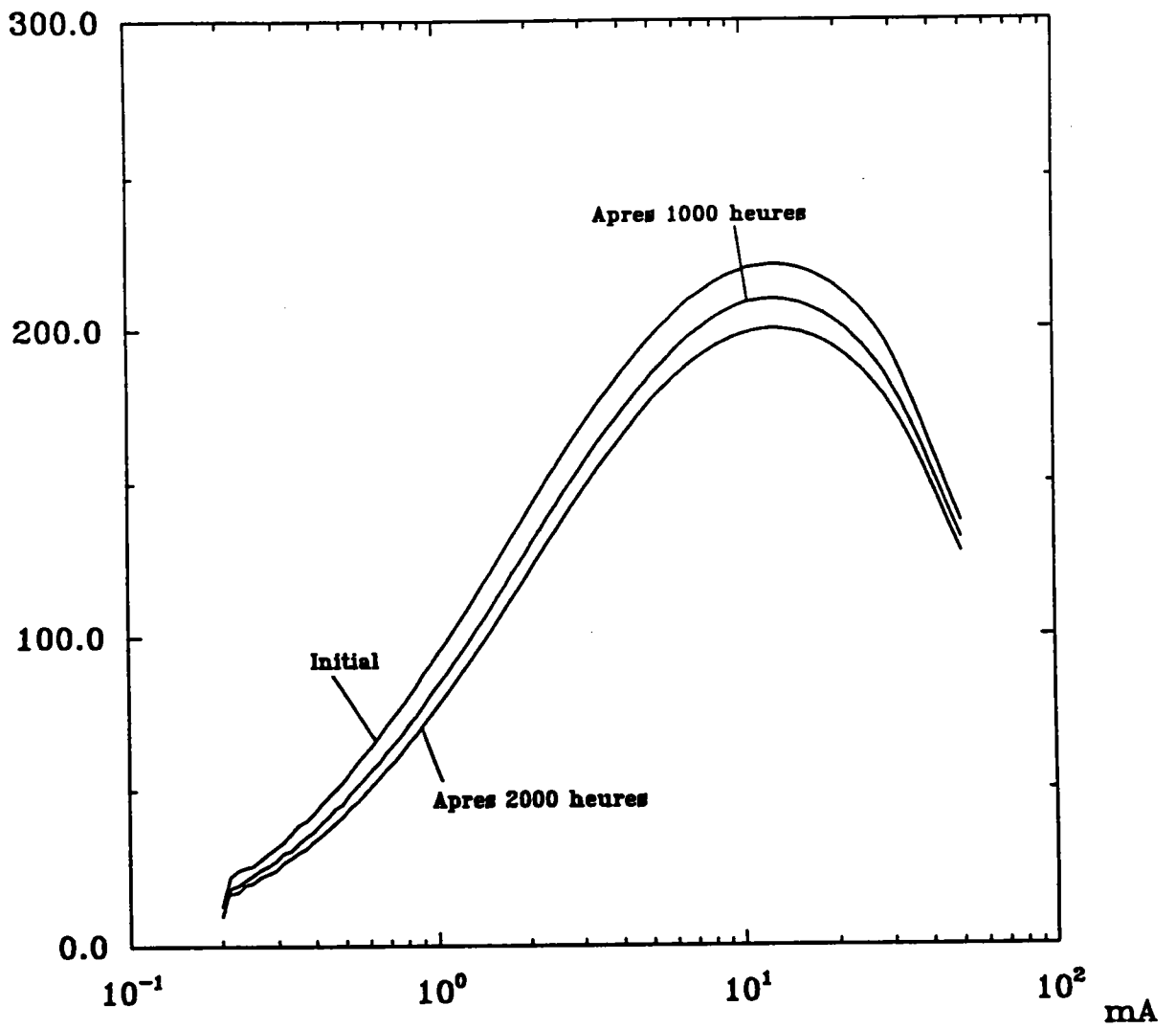


Figure 4.22: C.T.R (fabricant B)

CTR en %

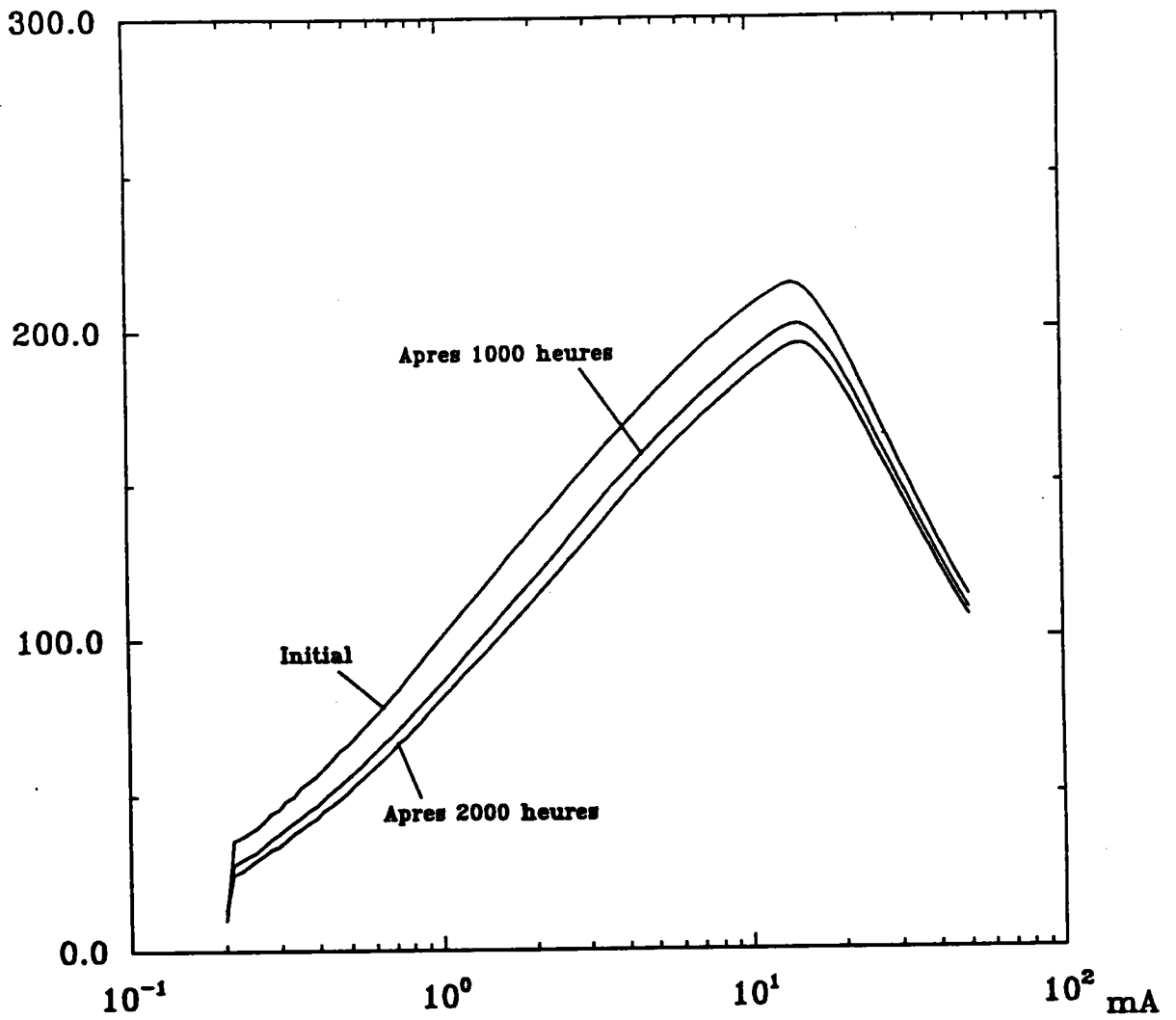


Figure 4.23: C.T.R (fabricant C)

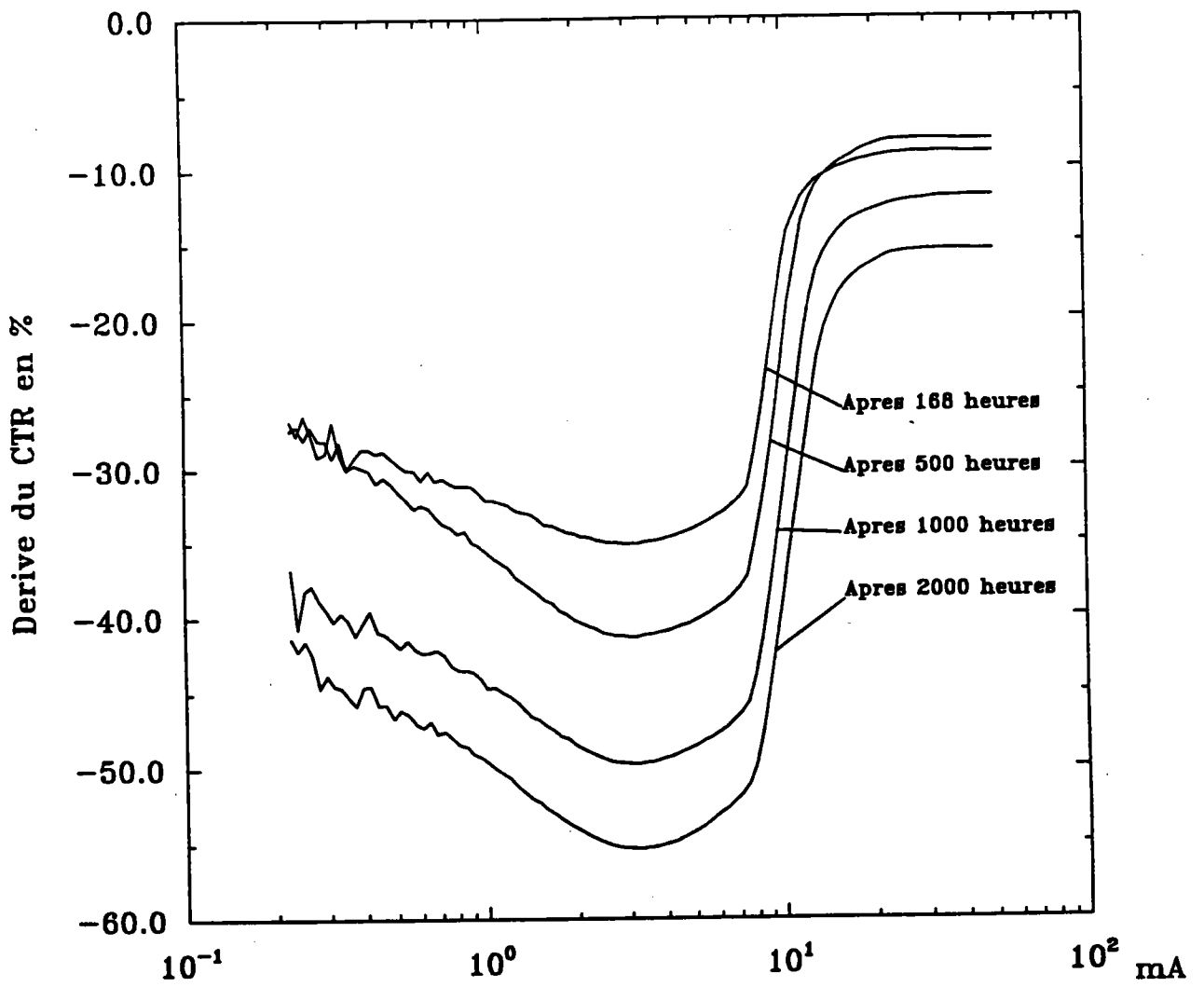


Figure 4.24: Diminution du C.T.R en pourcentage de la valeur initiale (fabricant A).

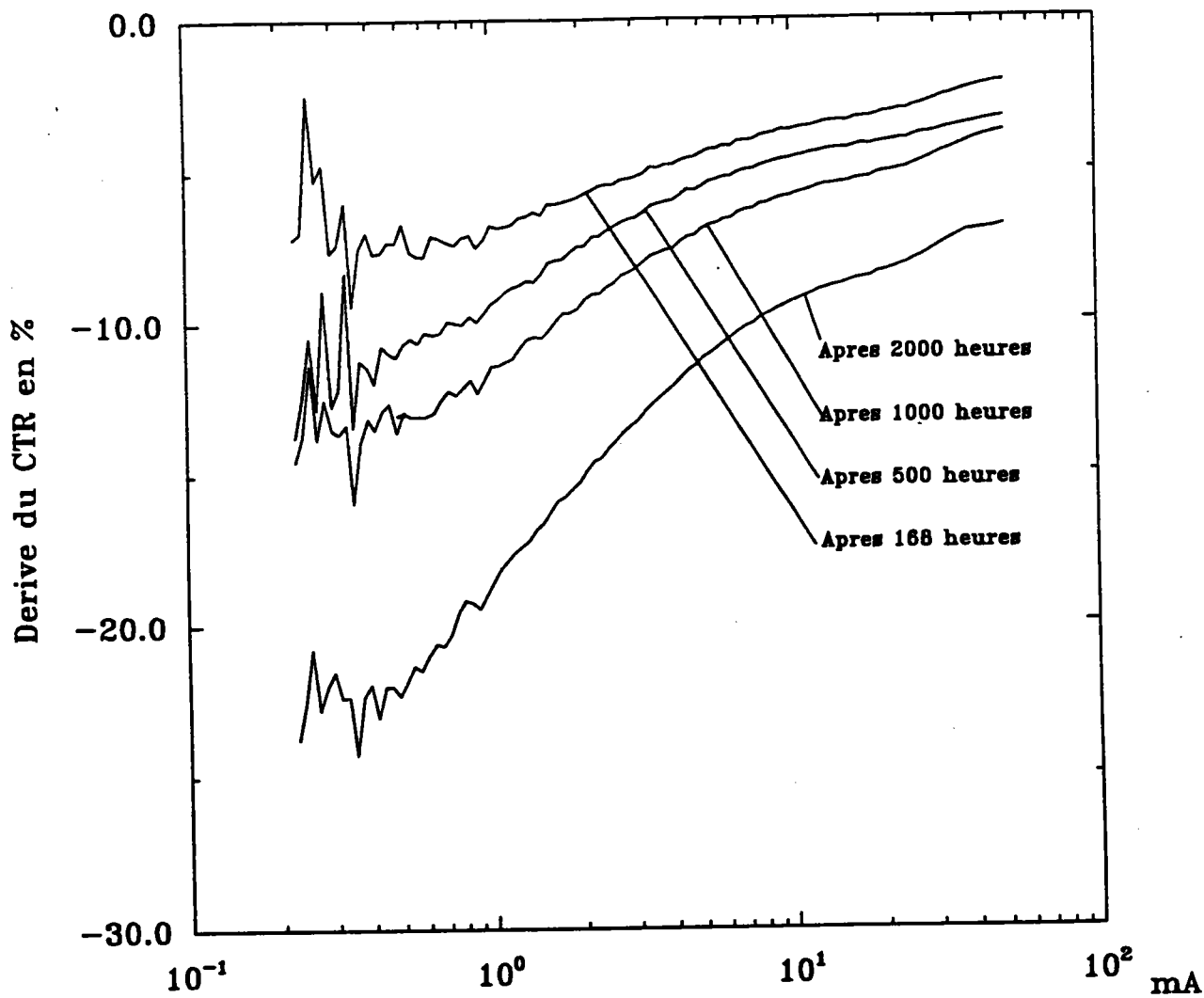


Figure 4.25: Diminution du C.T.R en pourcentage de la valeur initiale (fabricant B).

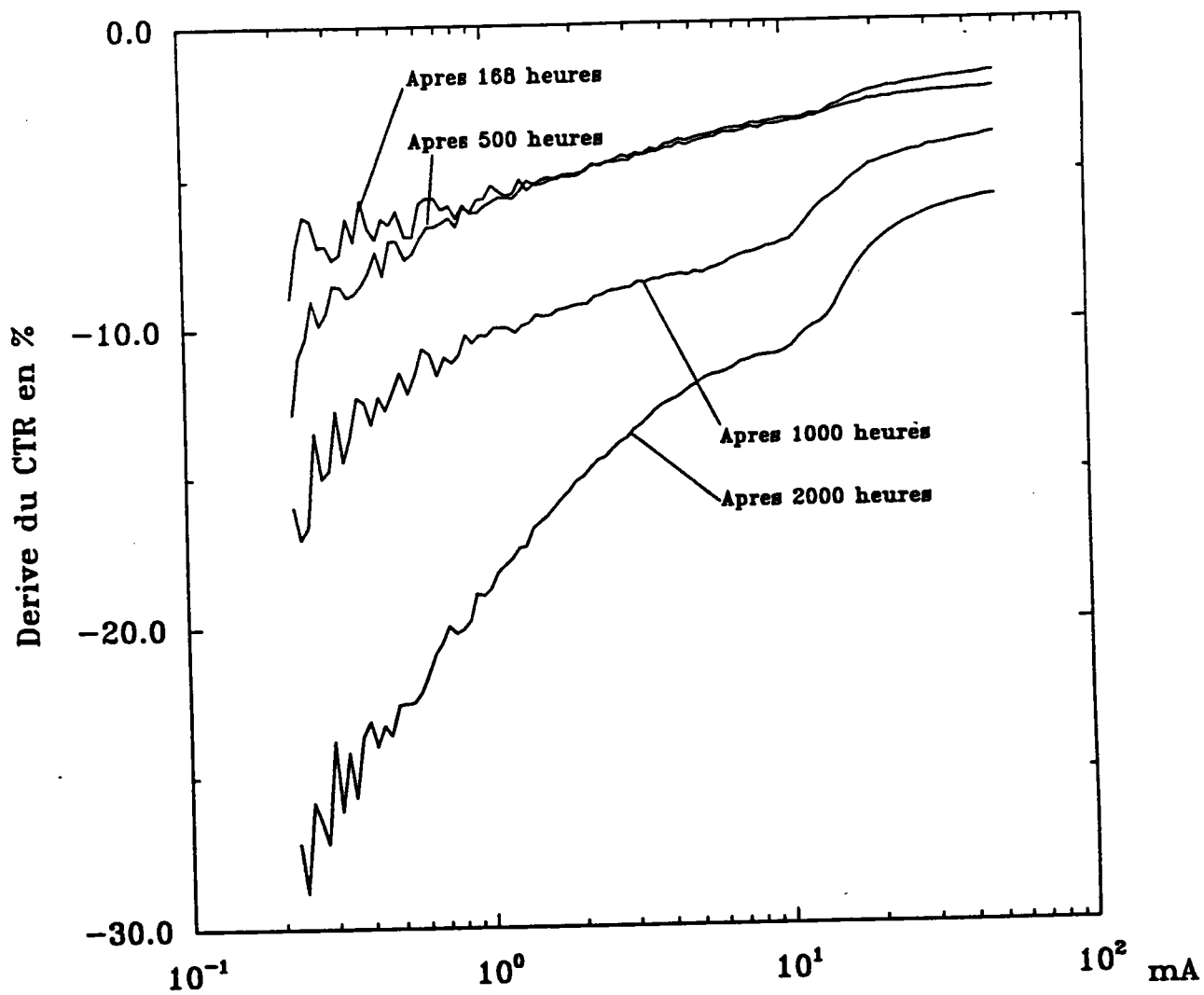


Figure 4.26: Diminution du C.T.R en pourcentage de la valeur initiale (fabricant C).

4.3.3 Essai de vieillissement de la diode photoémissive:

$$I_F = 100 \text{ mA puis } 300 \text{ mA.}$$

Dans cet essai, nous faisons vieillir la diode électroluminescente dans les conditions suivantes: courant continu de 100 mA pendant 96 heures puis courant continu de 300 mA pendant 72 heures, la température ambiante étant contrôlée à 25 °C. Le phototransistor n'est pas polarisé.

Cet essai, appelé "Killer Test", est requis par le "British Telecom", organisme anglais homologue du C.N.E.T français, pour les diodes électroluminescentes au GaAlAs. A l'issue des 96 premières heures de vieillissement la dérive maximale tolérée du C.T.R, pour un courant I_F de 10 mA, est de 25 % par rapport au C.T.R initial tandis que la dérive moyenne maximale admise est de 10 %. La dérive tolérée du C.T.R final est aussi de 25 % (10 % pour la dérive moyenne) mais par rapport au C.T.R mesuré après 96 heures.

Normalement réservé aux D.E.L au GaAlAs, cet essai sévère a été cependant mené sur 15 photocoupleurs 4N25 (5 de chaque fabricant).

Caractérisation initiale

Nous avons représenté sur une même figure, comme dans l'essai précédent, la valeur médiane initiale du C.T.R pour chaque fabricant: voir figure 4.27. On observe que les photocoupleurs A ont un C.T.R maximum de 250 % au lieu de 290 % dans l'essai précédent et que les photocoupleurs B et C présentent un C.T.R très semblable quelque soit le courant de mesure I_F .

Les autres caractéristiques initiales sont semblables à celles des photocoupleurs utilisés dans l'essai précédent.

Evolution des paramètres au cours du vieillissement

Les caractéristiques capacité-tension, courant-tension (en direct et en inverse) de la D.E.L ainsi que les caractéristiques du transistor (en particulier le gain statique) ne présentent aucune altération à l'issue du test. Seul le rapport de transfert en courant présente des dérives significatives.

CTR en %

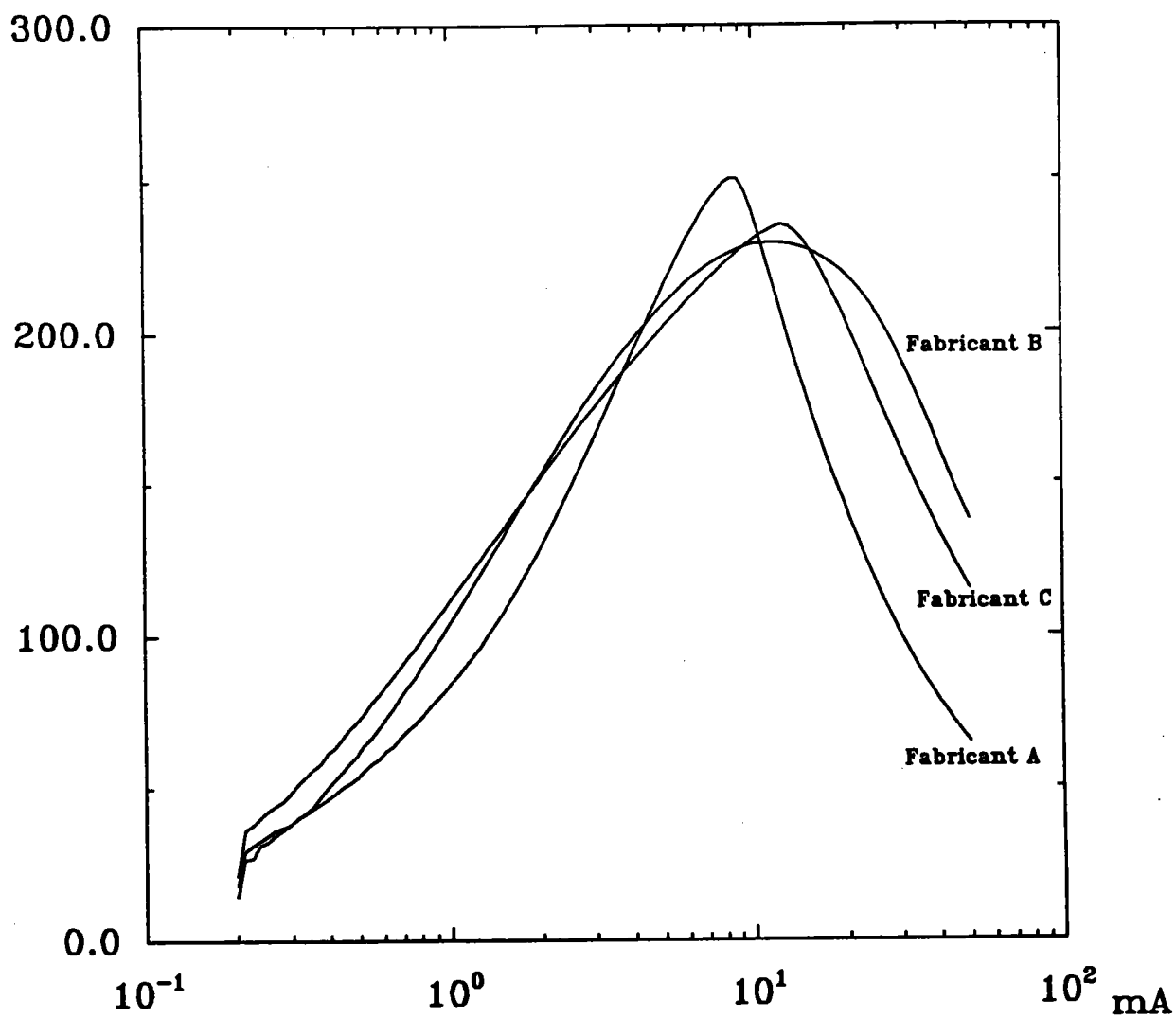


Figure 4.27: Rapport de transfert en courant avant vieillissement

Les figures 4.28, 4.29, et 4.30 représentent l'évolution du rapport de transfert en courant (valeurs médianes) tandis que les figures 4.31, 4.32, et 4.33 précisent la diminution relative du C.T.R en pourcentage par rapport aux valeurs initiales. Les valeurs numériques de cette diminution, pour un courant d'entrée de 10 mA, sont regroupées dans le tableau 4.3

Si on considère les critères de rejet imposés par le "British Telecom", les photocoupleurs B et C sont pratiquement acceptables; quant aux photocoupleurs A ils présentent à l'issue du test une dérive catastrophique de 70 à 80 % pour un courant de mesure I_F inférieur à 10 mA.

		Fabricant A	Fabricant B	Fabricant C
Après 96 H Dérive par rapport au C.T.R initial	Min.	11.6	1.1	4.0
	Moy.	17.9	2.7	4.5
	Max.	21.4	4.2	5.0
Après 96 et 72 H Dérive par rapport au C.T.R mesuré à 96 H	Min.	61.1	1.3	10.5
	Moy.	66.9	8.0	11.8
	Max.	70.9	12.9	12.3
Après 96 et 72 H Dérive par rapport au C.T.R initial	Min.	65.7	2.3	14.1
	Moy.	72.7	10.4	15.8
	Max.	77.1	16.5	16.4

Tableau 4.3: Diminution du CTR en % ($V_{CE} = 5 V$ et $I_F = 10 mA$)

CTR en %

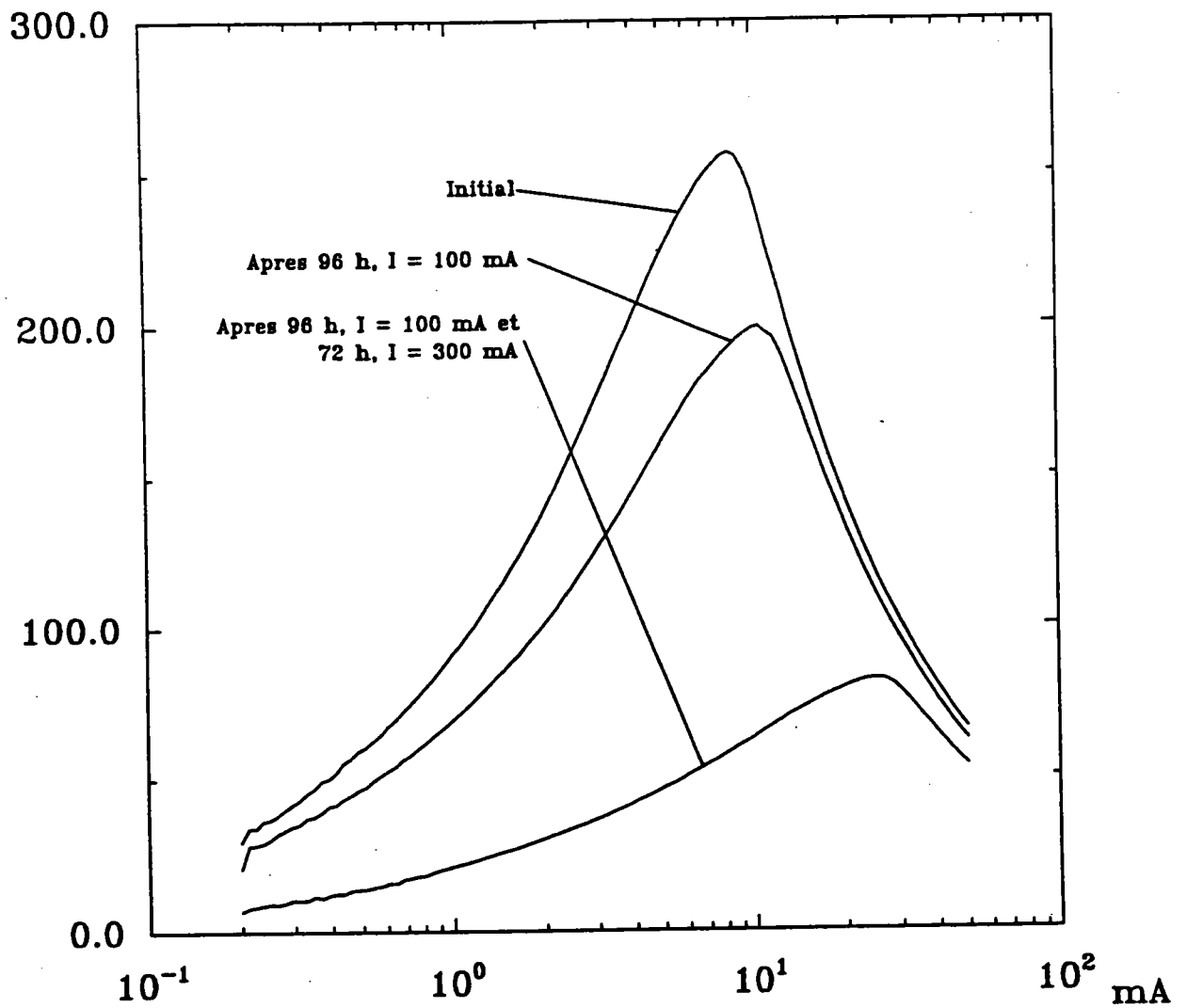


Figure 4.28: Rapport de transfert en courant (fabricant A)

CTR en %

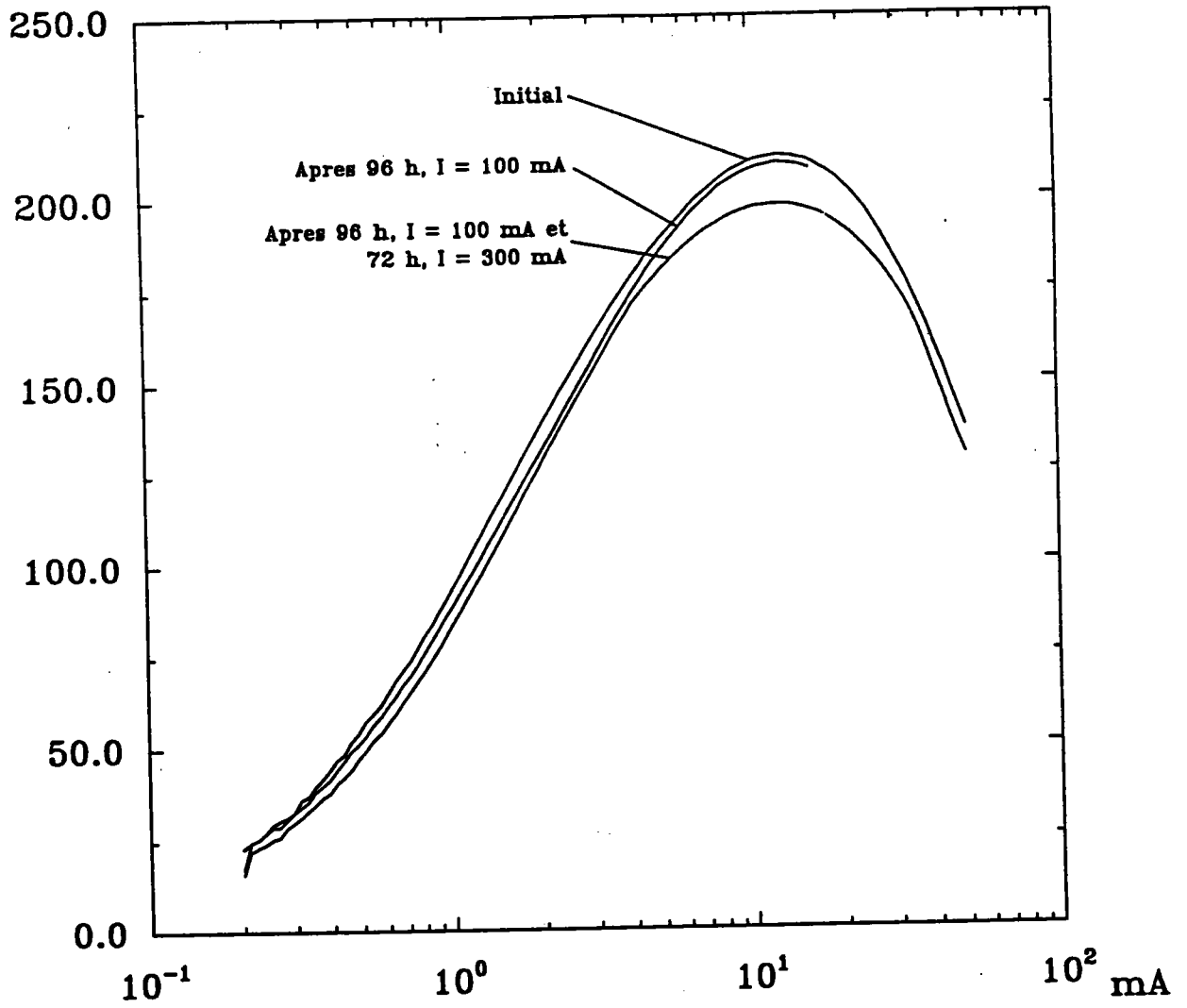


Figure 4.29: Rapport de transfert en courant (fabricant B)

CTR en %

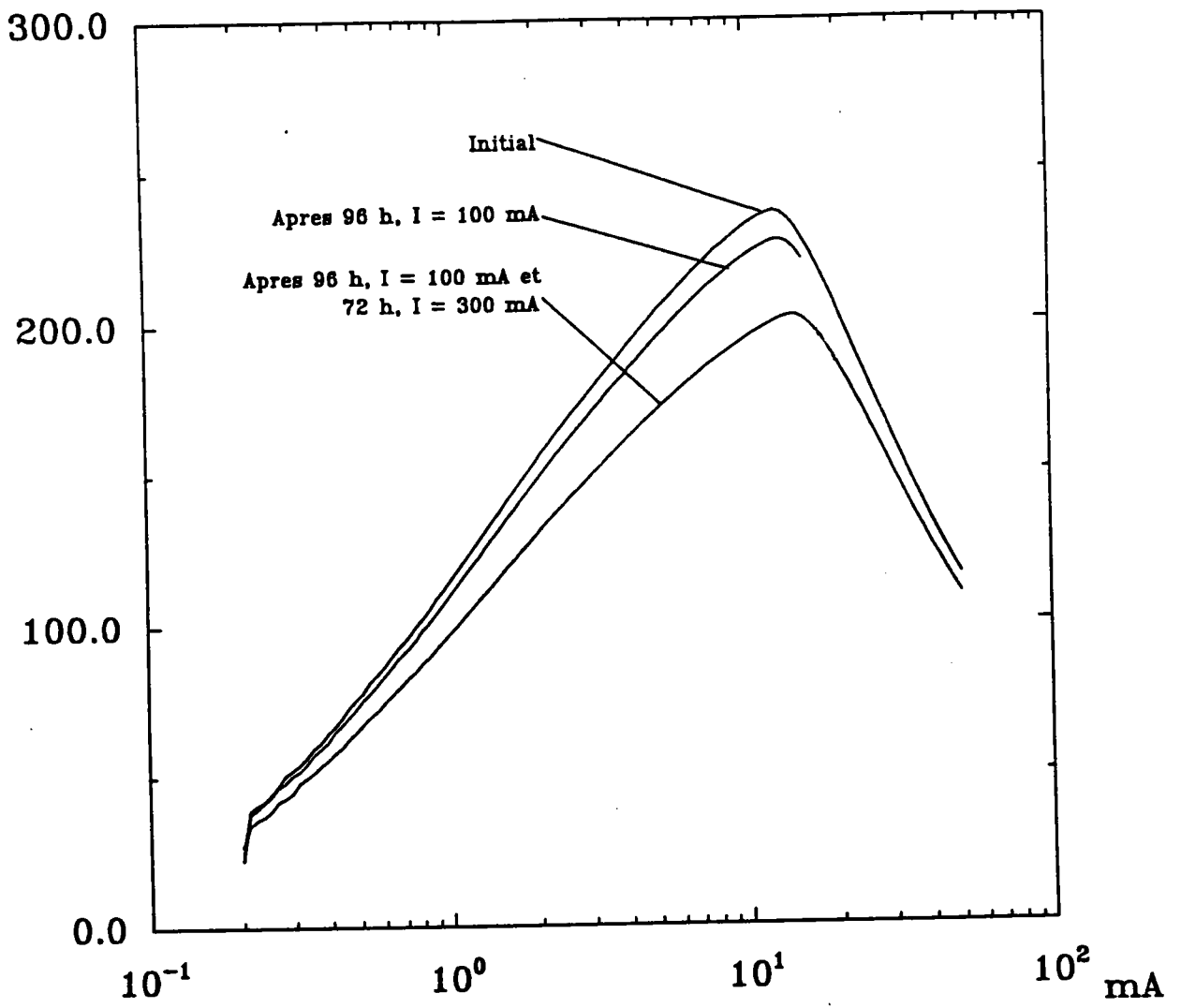


Figure 4.30: Rapport de transfert en courant (fabricant C)

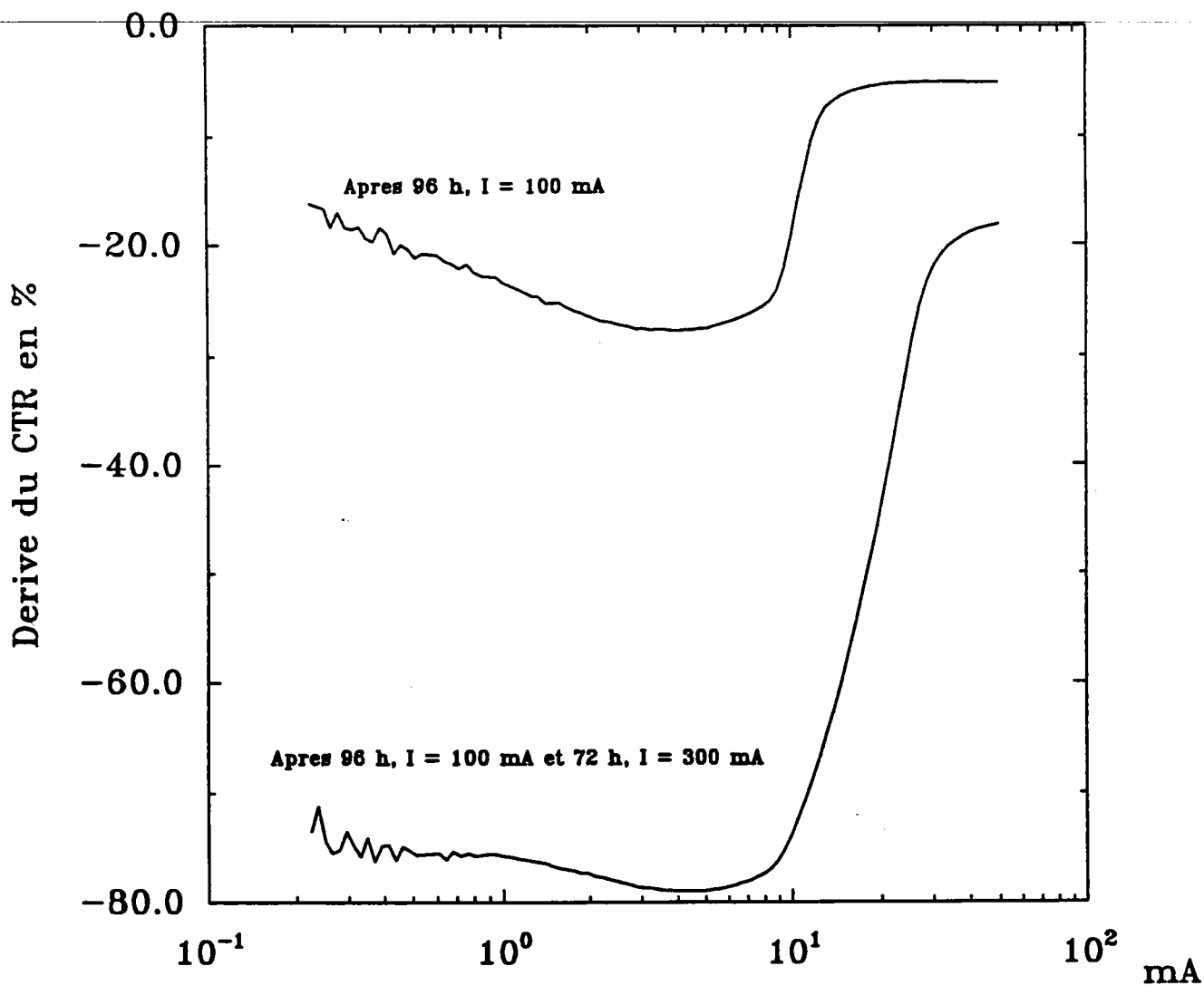


Figure 4.31: Diminution du C.T.R en pourcentage de la valeur initiale (fabricant A).

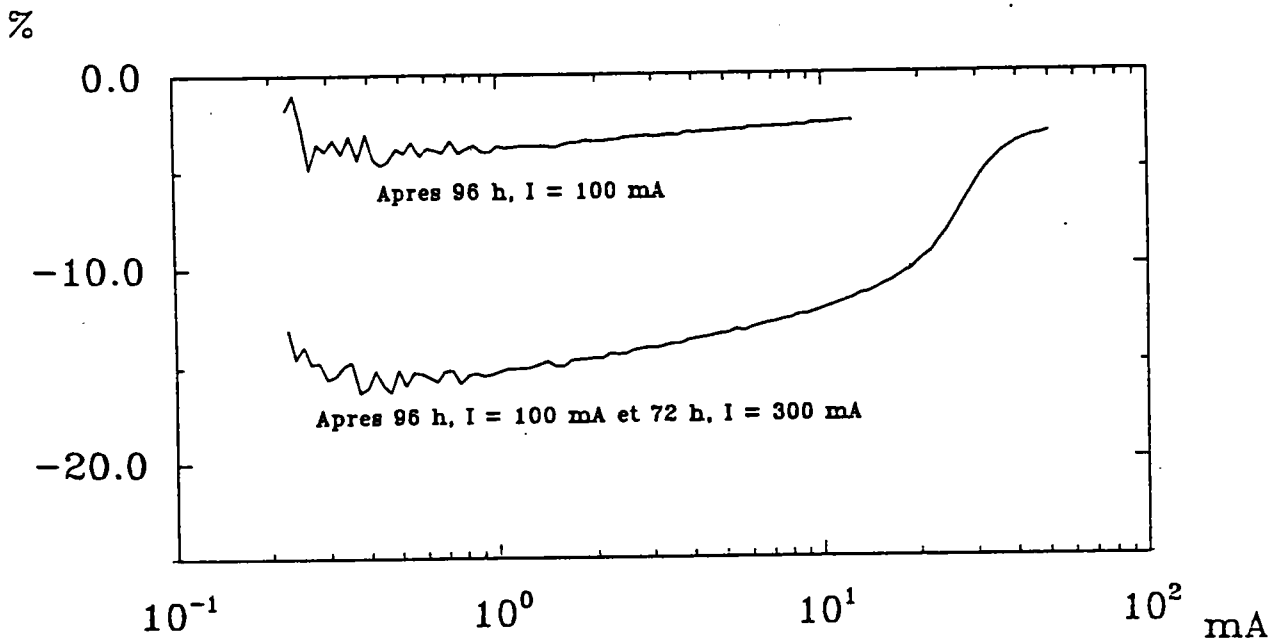


Figure 4.32: Diminution du C.T.R en pourcentage de la valeur initiale (fabricant B).

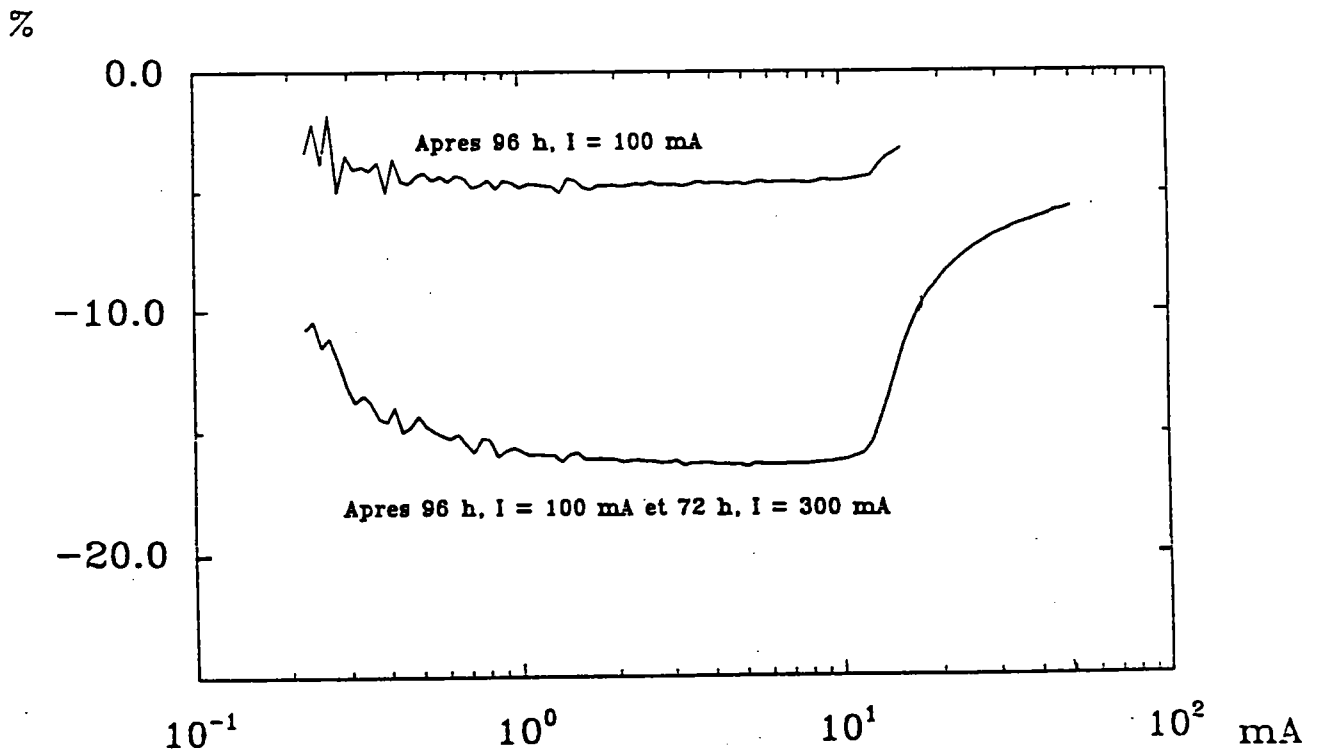


Figure 4.33: Diminution du C.T.R en pourcentage de la valeur initiale (fabricant C).

4.3.4 Conclusions

Essai de vieillissement $I_F = 100 \text{ mA}$ à 25 °C

Les photocoupleurs du fabricant A présentent un comportement que le CNET n'avait jamais observé lors de ses essais: sur une plage de courant de 0.2 à 8 mA la dérive du CTR est quasi constante (-40 à -50 % après 1000 heures). Tout se passe comme si le couplage avait diminué d'environ 50 % après 2000 heures. L'explication reste à trouver, plusieurs hypothèses peuvent être avancées: opacification de la résine de couplage, déformation de la cavité, apparition d'une couche "écran" sur l'une des deux puces.

Si l'on trace la dérive du rapport de transfert en courant en fonction du temps (coordonnées log-log) nous obtenons une courbe en t^m avec $m = 0,25$. Voir figure 4.34

Essai de vieillissement $I_F = 100$ puis 300 mA à 25 °C

Les photocoupleurs des fabricants B et C semblent bien résister aux densités de courant élevées dans la DEL et à l'échauffement qu'elles engendrent: la dérive de leur CTR à l'issue de l'essai n'est que de -15 %. Il faut cependant remarquer que, d'une façon générale, le CNET n'est guère favorable à la mise en œuvre de cet essai sévère pour la raison suivante: le passage d'un courant de 300 mA dans la DEL provoque le vieillissement du centre de la pastille (focalisation du courant), pour pallier cette dégradation les fabricants ont tendance à augmenter la taille de la puce d'où une accentuation des phénomènes de dégradation à faible niveau.

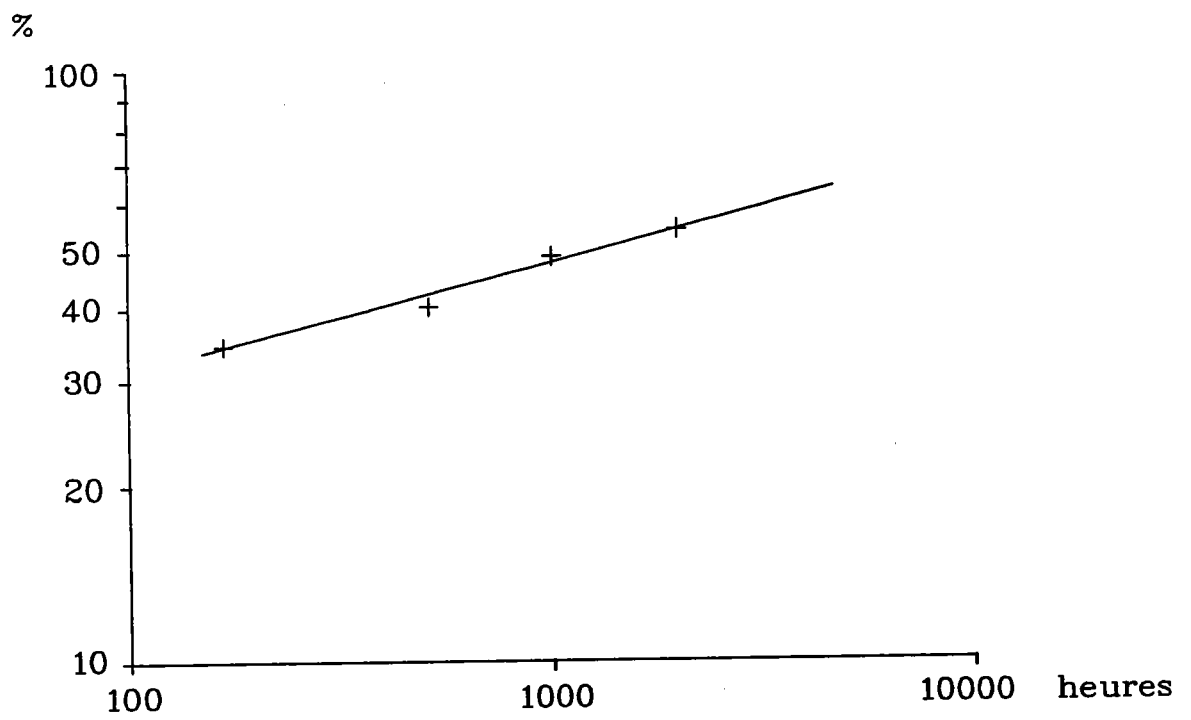


Figure 4.34: Dérive du CTR en fonction du temps pour un courant de mesure I_F de 2 mA (fabricant A)

Chapitre 5

Etude de transistors de puissance bipolaires V.H.F

5.1 Fiabilité et défaillances des transistors bipolaires

Nous présentons ici une synthèse des principaux mécanismes de défaillance des transistors bipolaires. La figure 5.1 représente schématiquement un transistor bipolaire à structure plane.

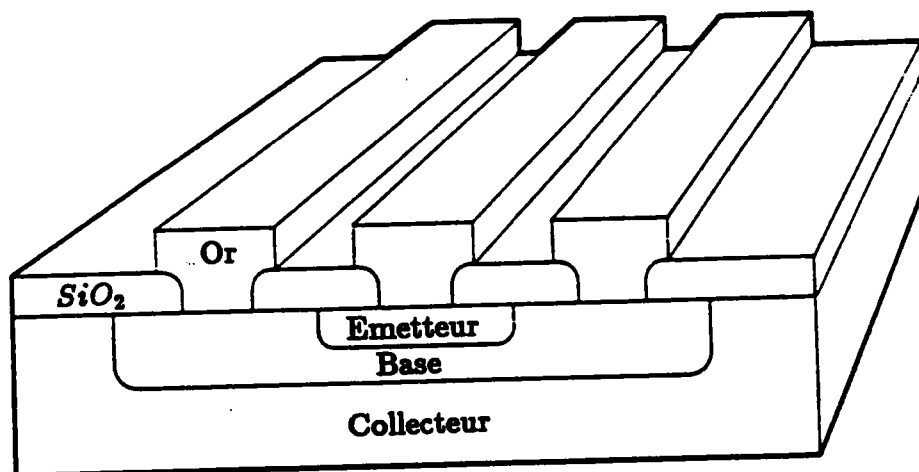


Figure 5.1: Transistor bipolaire à structure plane

Il faut remarquer que ces mécanismes de défaillance sont a priori indépendants:

- de la structure horizontale choisie (interdigitée, arête de poisson etc.)
- du choix de l'implantation ionique ou diffusion pour la réalisation des jonctions.

Ils peuvent être classés en trois groupes selon qu'ils concernent:

- le système de métallisations
- les oxydes
- le boîtier

5.1.1 Les métallisations

Un ensemble de métallisations doit présenter les propriétés suivantes (figure 5.2):

- assurer une bonne adhérence sur le semi-conducteur (couche d'accrochage)
- être faiblement résistif pour assurer la conduction du courant en évitant toute dépolarisation (couche de conduction)
- éviter toute interdiffusion avec le semi-conducteur sous l'effet de la température de fonctionnement (couche barrière)
- les propriétés métallurgiques de tous les métaux choisis doivent être compatibles.

Conduction
Barrière
Accrochage
Semi-conducteur

Figure 5.2: La métallisation

Electromigration

La densité de courant dans les métallisations peut atteindre des valeurs très élevées: jusqu'à $5 \cdot 10^5 \text{ A/cm}^2$ pour les transistors haute fréquence. Lorsqu'une métallisation est parcourue par un courant électrique les grains métalliques sont entraînés par le flux des électrons. Ce phénomène se manifeste d'autant plus que la densité du courant dans la métallisation est élevée. L'expérience a montré que la résistance à l'électromigration était très dépendante de l'aspect macroscopique des dépôts et de leur mode de réalisation. La température est un facteur important d'accélération de ce phénomène qui se traduit au bout d'un certain temps par la coupure des métallisations de prises de contact. Pour les transistors NPN, les métallisations d'émetteur se coupent du côté de la plage de prise de contact réservée à la soudure du fil d'amenée du courant; de l'autre côté, en bout des doigts d'émetteur, apparaissent des excroissances métalliques.

L'or présente un meilleur comportement et surtout moins aléatoire que l'aluminium.

Pour décrire ce phénomène d'électromigration J.R Black [18] a proposé la loi suivante:

$$\frac{S}{J^2 MTF} = A \exp\left(-\frac{E_a}{k_B T_j}\right) \quad (5.1)$$

S: section de la métallisation en cm^2

J: densité de courant en A.cm^{-2}

MTF: temps au bout duquel 50 % des dispositifs en essai présentent une coupure (en heures)

Compatibilité des constituants

La pastille est généralement reliée au boîtier par des fils d'aluminium soudés par ultrasons ou des fils d'or soudés par thermocompression. Dans le cas où le fil et la métallisation sont de nature différente, il se forme un grand nombre de composés Al-Au. Certains, de faible valeur de densité volumique, provoquent des "gonflements" nécessitant une bonne plasticité des métaux en présence; d'autres comme la *peste pourpre* sont friables. Ce phénomène en général présent après la soudure est très accéléré par la température. La *peste pourpre*, dont l'énergie d'activation varie de 0,7 à 1 eV selon les publications, se développe très rapidement au delà de 150 °C. Tous ces mécanismes, qui conduisent à une fragilisation de la soudure, sont facilement mis en évidence par un essai de stockage haute température (supérieure à 150 °C).

Dans les transistors haute fiabilité devant fonctionner à température élevée, il est impératif que les plages de métallisation et les fils de liaison soient de même nature: Al-Al ou Au-Au.

5.1.2 Défauts liés aux oxydes

Deux défauts majeurs sont introduits par les oxydes:

- la contamination ionique
- le franchissement de marches abruptes

Contamination ionique

Pour un transistor de structure plane, la première difficulté importante rencontrée dès le début des opérations de fabrication est de conserver les oxydes propres. Si ce n'est pas le cas, la présence d'ions positifs ou négatifs dans les oxydes peut favoriser une inversion de type du semi-conducteur sous-jacent. Ce phénomène est accéléré en présence d'un champ électrique de sens favorable. Le plus fréquemment rencontré est l'ion sodium que l'on trouve dans les eaux de lavage, les résines, les poussières, les postillons etc. De signe positif, très

E_a : énergie d'activation en eV

T_j : température de la métallisation (peut être assimilée à la température de jonction) en Kelvin

A: facteur de forme qui dépend du mode de dépôt et de la protection mécanique

k_B : constante de Boltzmann ($8,62 \cdot 10^{-5}$ eV/K)

L'existence d'une protection de surface de type silice (SiO_2) ou nitrure de silicium (Si_3N_4) a un effet retardateur sur la dégradation.

Comme le montre la loi de Black la durée de vie de la métallisation est proportionnelle à sa section, il est donc important que le franchissement des marches d'oxydes par la métallisation soit de bonne qualité et n'entraîne pas de rétrécissement du métal.

Interdiffusion

Une rupture de la couche de barrière amène, à terme, une contamination des jonctions qui se traduit par une chute du gain en courant h_{fe} à fort niveau. Pour mettre en évidence ce défaut on réalise des essais de stockage à haute température (200 à 350 °C). Le tableau 5.1 fournit les énergies d'activation pour les principaux ensembles de métallisations utilisés sur les composants hyperfréquences. Le critère de défaut retenu est une chute de 20 % du gain h_{fe} à fort niveau de courant.

Métallisation	Couche barrière	Energie d'activation en eV
Tungstène-Aluminium	Tungstène (1000 Å)	très faible
Titane-Platine-Or	Platine (1500 Å)	1.6 à 1.8
Titane-Tungstène-Or	Titane Tungstène (2000 Å)	0.8

Tableau 5.1: Energie d'activation associée à la défaillance de la couche barrière

mobile dans l'oxyde SiO_2 , sa présence provoque l'inversion du silicium de type P, et cela d'autant plus que ce dernier est moins dopé (voir figure 5.3).

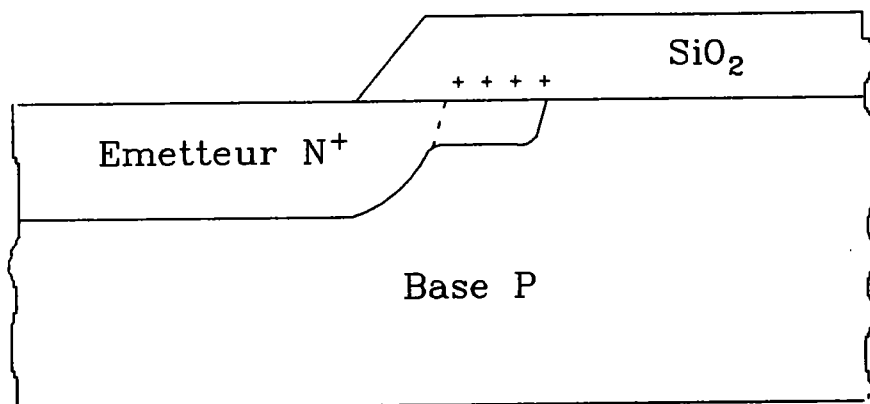


Figure 5.3: Extension de la jonction EB due à une contamination ionique des oxydes

Pour les transistors NPN, une contamination des oxydes de type sodium se traduit par une baisse de gain en courant, à bas niveau de courant collecteur.

La jonction parasite émetteur-base induite en surface présente une valeur élevée de courant de saturation; près de la surface la durée de vie des porteurs est faible, les porteurs injectés par l'émetteur se recombinent immédiatement et n'atteignent pas le collecteur d'où la baisse de gain en courant. Ce courant de *recombinaison-génération* présentant une loi de croissance en fonction de la tension émetteur-base plus faible que le courant de *diffusion*, le phénomène de contamination ionique est surtout sensible aux bas niveaux de courant collecteur tandis qu'à fort niveau de courant, la composante normale, de volume, du courant émetteur redevient prédominante.

Pour se protéger des contaminations ioniques en cours de fabrication, on peut utiliser des dépôts diélectriques imperméables aux ions, il est surtout important d'apporter beaucoup de soin aux opérations de fabrication: eau

désionisée, salle blanche etc.

La présence d'une contamination ionique importante dans des transistors bipolaires peut facilement être mise en évidence en effectuant un essai de blocage à chaud des deux jonctions (on choisit généralement une tension de blocage égale aux 2/3 de la tension de claquage de la jonction et une température de 125 ou 150 °C).

Franchissement de marches abruptes

Les marches d'oxydes en pentes abruptes entraînent une mauvaise couverture métallique, donc des sections localement réduites qui favorisent l'électromigration (loi de Black).

5.1.3 Défauts liés au boîtier

De nombreuses opérations liées au montage du composant sont très importantes du point de vue de la fiabilité:

- Report de la puce sur l'embase
- Thermocompressions
- Propreté du boîtier

Par ailleurs la présence d'humidité dans le boîtier peut, à faible température (comprise entre 0 et 100 °C) faire apparaître des phénomènes d'électrolyse surtout avec les métallisations en or. Une protection de surface du type nitrure de silicium constitue un remède. Un autre agent identifié, responsable de corrosion, est le chlore présent essentiellement sous forme de chlorures dans les eaux de lavage, colles, résines ou provenant d'un environnement hostile.

Il faut remarquer que la corrosion fait partie des rares phénomènes de dégradation que l'on ne sait pas facilement accélérer. En effet vers les hautes températures l'eau se vaporise et, pour les températures moyennes (40 °C), le mécanisme de dégradation est trop lent pour présenter un intérêt. Pour les boîtiers à cavité une méthode préconisée consiste à porter le dispositif à une

température voisine du point de rosée (décelable par une augmentation des courants de fuite des jonctions), le dispositif étant maintenu sous tension.

5.2 Technologie et caractéristiques des transistors étudiés

Nos essais ont porté sur des transistors de puissance bipolaires VHF bande III (170 à 230 MHz) provenant d'un seul fabricant et utilisés dans les émetteurs de télévision 4 kW du réseau TV4.

5.2.1 Technologie et examen microscopique initial

Le boîtier céramique de ces transistor ne pose pas de problème particulier d'ouverture. Un examen sous la loupe binoculaire à faible grossissement (6 fois) donne une vue d'ensemble du composant et laisse apparaître 2 transistors NPN à structure interdigitée dont les émetteurs sont reliés. Voir photographie 5.1

Quelques renseignements technologiques nous ont été fournis par le fabricant:

- Les tranches de silicium ("wafers") utilisés dans la fabrication de ces transistors proviennent des Etats Unis mais les composants sont assemblés et testés en France.
- Les fils réalisant les connexions entre le boîtier et les broches de sortie sont en or, il en est de même des métallisations dont l'épaisseur varie de 1,8 à 2,0 μm .
- Le périmètre de l'émetteur atteint 153,6 mm, la surface de la base 0,892 mm²
- le dopage du semi-conducteur est réalisé par implantation ionique, la concentration des impuretés dans la base est de $3 \cdot 10^{14}$ atomes de bore par cm³ et dans l'émetteur de $5 \cdot 10^{15}$ atomes de phosphore par cm³.

- Chaque doigt d'émetteur comporte une résistance d'équilibrage diffusée de 160 à 220 $m\Omega$ dont le rôle est d'assurer une répartition uniforme du courant dans les émetteurs et d'éviter l'apparition de points chauds.
- Une couche de nitrure de silicium (Si_3N_4) protège l'ensemble de la puce.

L'examen des transistors au microscope optique avec des grossissements de 100 à 500 fois permet d'avoir une vue détaillée de la structure interdigitée. Voir photographies 5.2 et 5.3. La distance séparant un doigt d'émetteur d'un doigt de base est d'environ 2 μm .

Plusieurs composants neufs ont été ouverts dans lesquels nous avons observé certaines anomalies:

- un défaut de passivation (voir photographie 5.4)
- certains fils très décentrés sur les prises de contact (voir photographie 5.5)
- de nombreuses poussières que nous avons analysées par spectrométrie X.

Le spectre représenté figure 5.4 donnent les principaux éléments constitutifs de ces poussières: chlore, calcium, et surtout silicium. L'analyse du capot (spectre présenté figure 5.5) montre qu'il s'agit d'un composé à base d'alumine (Al_2O_3); trop léger pour être détecté par le système, l'oxygène n'apparaît pas sur le spectre. Le verre de scellement du capot, quant à lui, est un verre au plomb basse température (spectre figure 5.6). Aucune trace de plomb n'a été détectée dans les poussières, ces dernières ne proviennent donc pas du verre de scellement qui est décollé lors de l'ouverture mécanique du boîtier.

Aucune précaution particulière n'est prise dans les opérations d'assemblage de ces transistors (salles non dépoussiérées, opératrices sans masque etc.); cela explique la présence des nombreuses poussières observées. Selon le fabricant, ces conditions d'assemblage doivent s'améliorer prochainement.

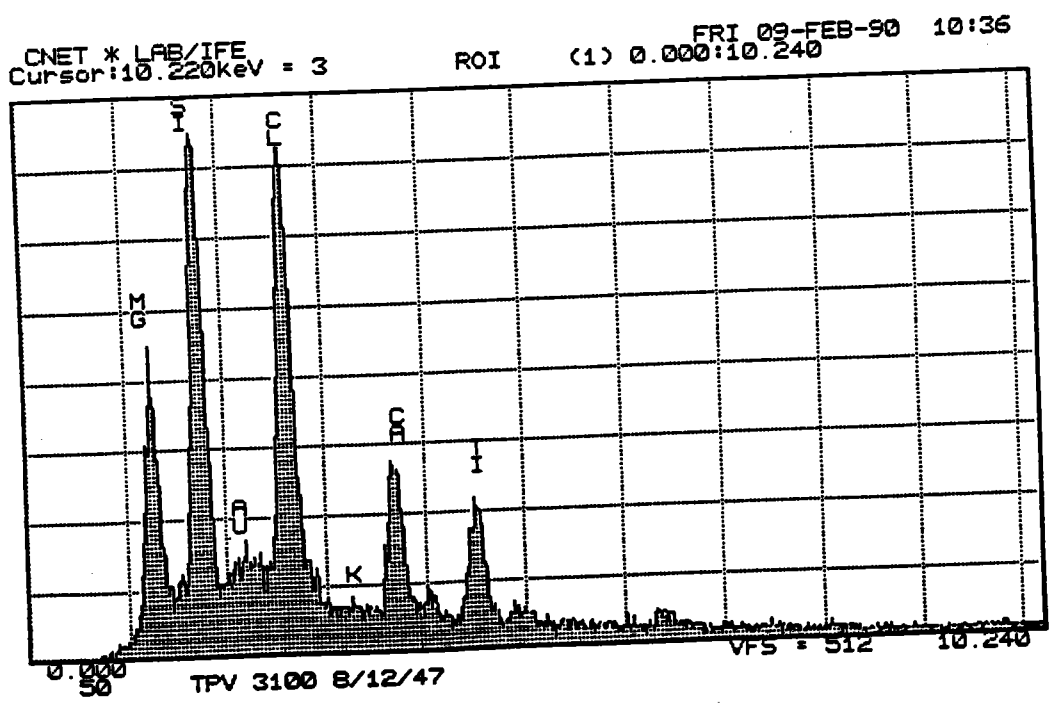


Figure 5.4: Exemple de spectre X sur une poussière

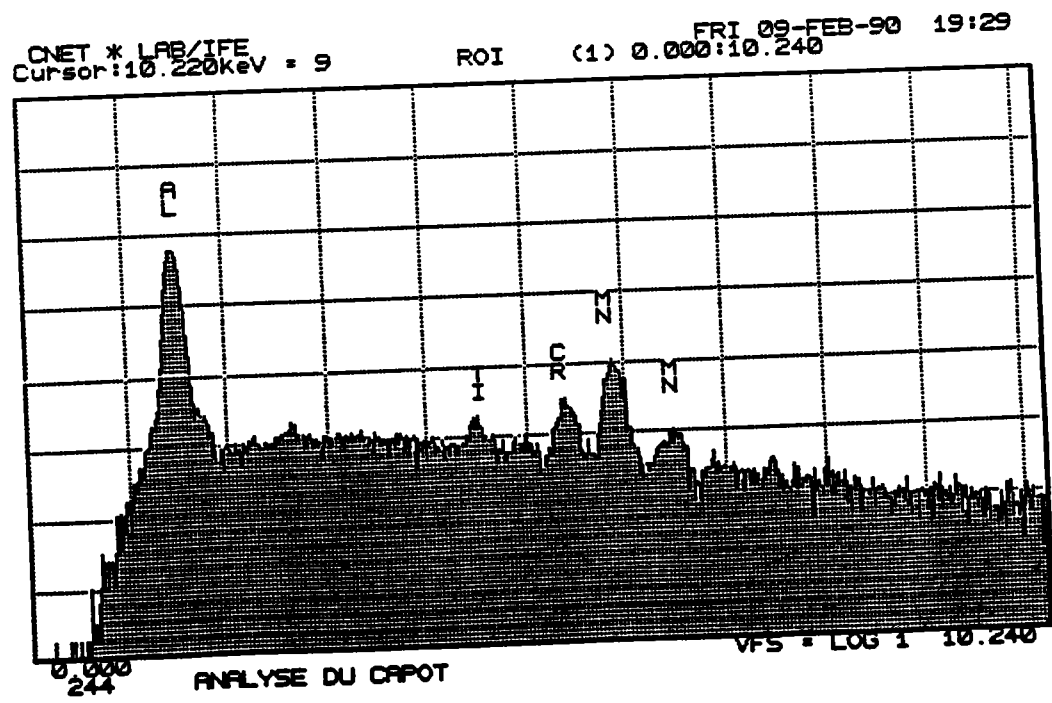


Figure 5.5: Analyse du capot

CNET * LAB/IFE
Cursor:10.220keV = 7

ROI

FRI 09-FEB-90 19:18
(1) 0.000:10.240

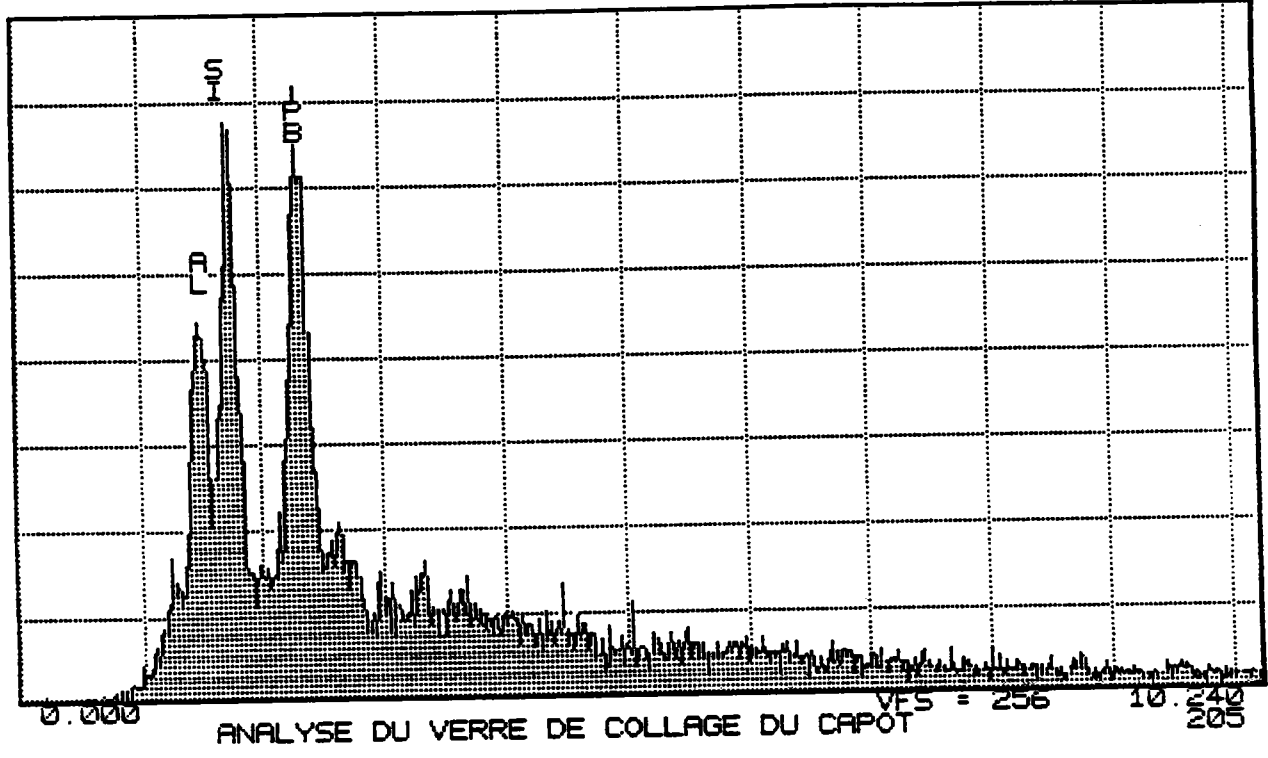
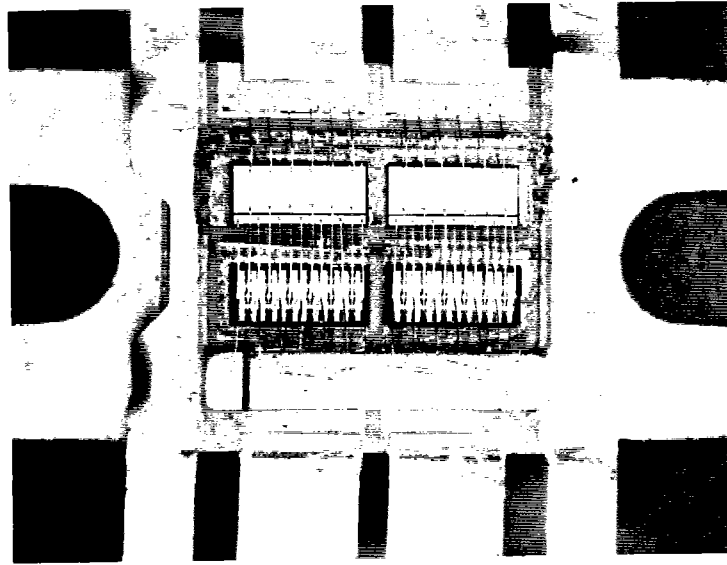
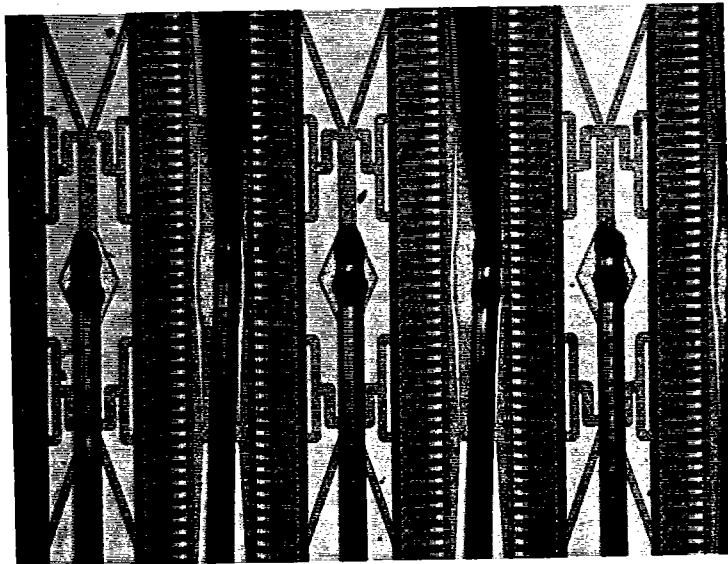


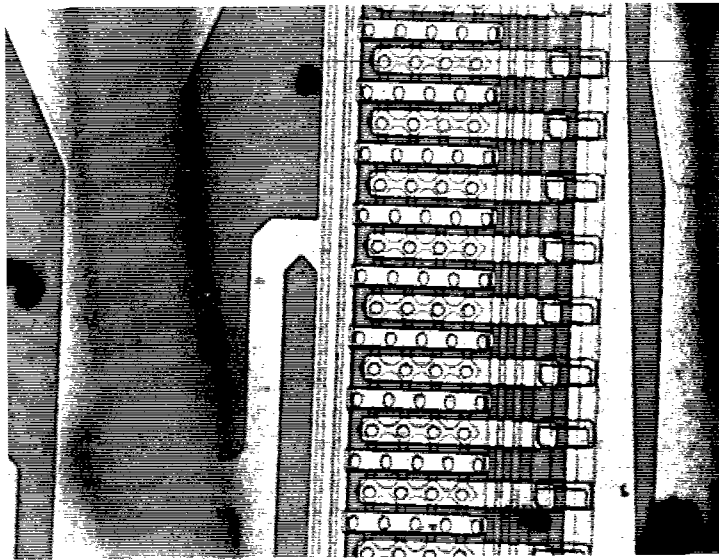
Figure 5.6: Analyse du verre de scellement



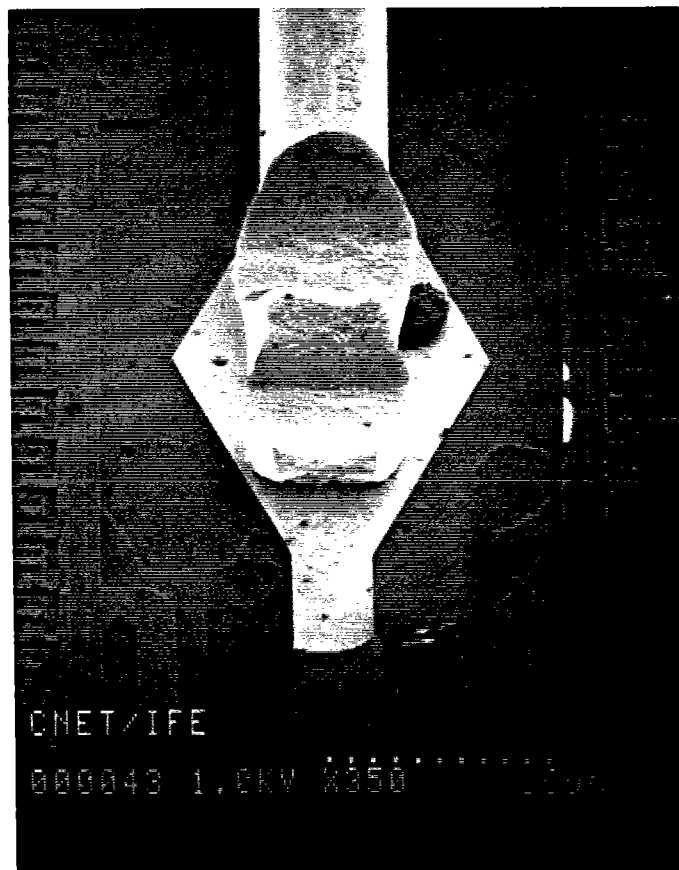
Photographie 5.1: Vue d'ensemble des 2 transistors (grossissement: 6 x)



Photographie 5.2: Structure interdigitée (grossissement: 100 x)



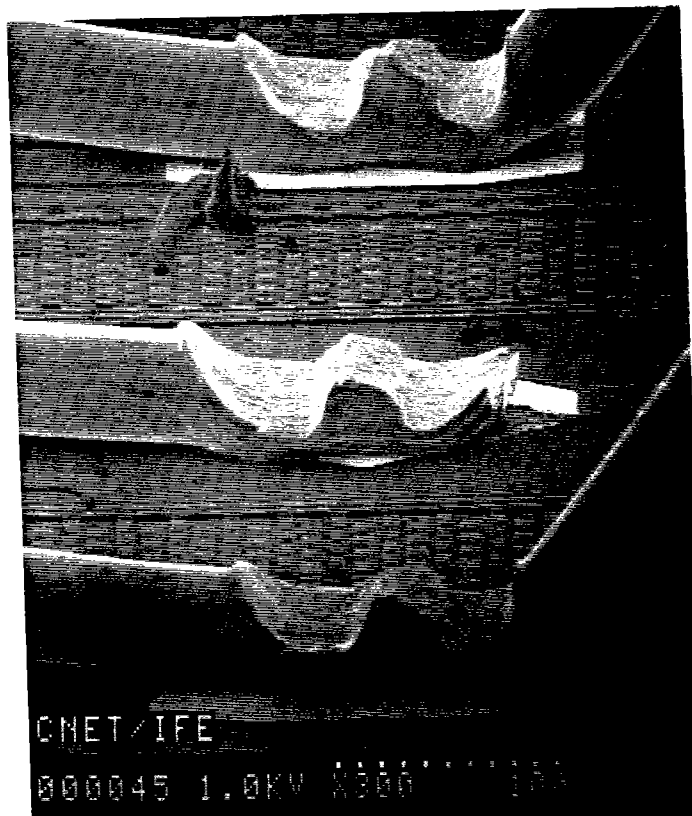
Photographie 5.3: Doigts de base et d'émetteur (grossissement: 500 x)



Photographie 5.4: Défaut de passivation (MEB)



Photographie 5.5: Fil décentré sur sa prise de contact (MEB)



Photographie 5.6: Thermocompressions bien écrasées (MEB)

5.2.2 Caractéristiques électriques statiques

Les principales caractéristiques électriques données par le fabricant sont résumées dans les tableaux ci-dessous.

Valeurs maximales	
Tension collecteur-émetteur	35 V
Tension collecteur-base	65 V
Tension émetteur-base	3.5 V
Courant collecteur continu	8.0 A
Température des jonctions en fonctionnement	200 °C
Température de stockage	-65 à +200 °C

Résistance thermique jonctions-boîtier	0.8 °C/W
Gain statique en courant ($I_C = 0.5$ A et $V_{CE} = 28$ V)	20 à 150

Un exemple de caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à fort courant collecteur est présenté figure 5.7. Durant les mesures, la température de la semelle du transistor a été maintenue constante (20 °C) en utilisant un élément à effet Peltier.

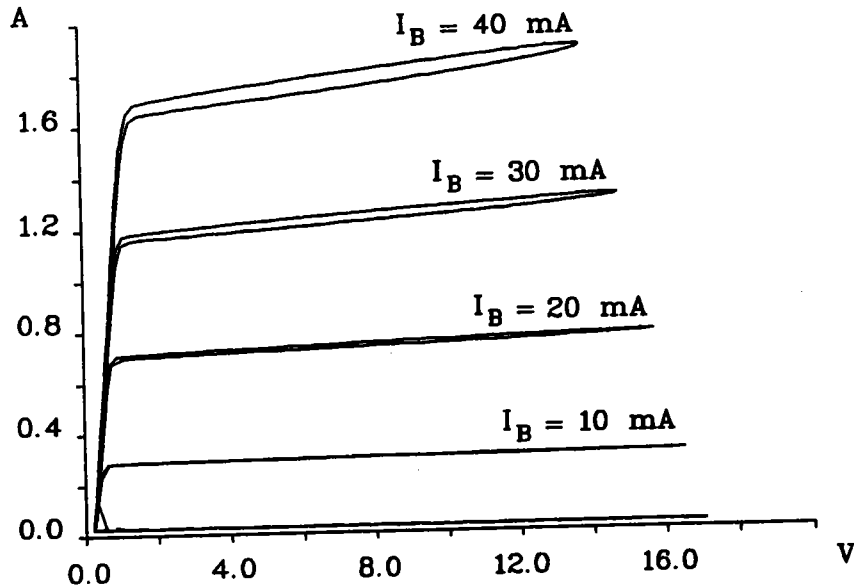


Figure 5.7: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à 20 °C

5.3 Résultats des essais

5.3.1 Essai de stockage à haute température (200°C)

Trois composants, c'est à dire six transistors (deux par boîtier), ont subi ce test. Il est préférable, au cours du stockage, de court-circuiter émetteur, base et collecteur de chaque transistor afin d'annihiler d'éventuelles tensions naturelles. Ces transistors ont été caractérisés initialement puis après 50, 100, et 150 heures de stockage.

Les caractéristiques électriques étudiées sont les suivantes :

- Caractéristique capacité-tension des jonctions émetteur-base et collecteur-base.
- Caractéristique courant-tension (en inverse et en direct) des jonctions EB et CB.

- Réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ du transistor à faible et fort niveau de courant collecteur.

Un transistor, sur les six, présente après 50 heures de stockage différentes anomalies:

- Instabilité du réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ à faible niveau de courant collecteur,
- Baisse du gain du transistor à faible niveau de courant collecteur,
- Augmentation importante des courants inverse et direct des deux jonctions. Voir figures 5.10, 5.11, 5.12, 5.13.
- Augmentation de la capacité collecteur-base. Voir figure 5.9.

La figure 5.14 montre que l'ensemble du réseau de caractéristiques $I_C = f(V_{CE})$ pour différents courants de base présente un angle d'inclinaison important par rapport à l'axe des abscisses. Cette allure typique pourrait résulter d'une avancée de la diffusion d'émetteur jusqu'au collecteur, le long d'une chaîne de dislocation par exemple, provoquant le passage d'un courant entre l'émetteur et le collecteur même lorsque la base est ouverte.

Voir figure 5.8.

La prolongation du stockage à 200 ° C jusqu'à 100 puis 150 heures provoque la disparition de toutes ces anomalies; toutes les caractéristiques électriques reprennent leurs valeurs initiales.

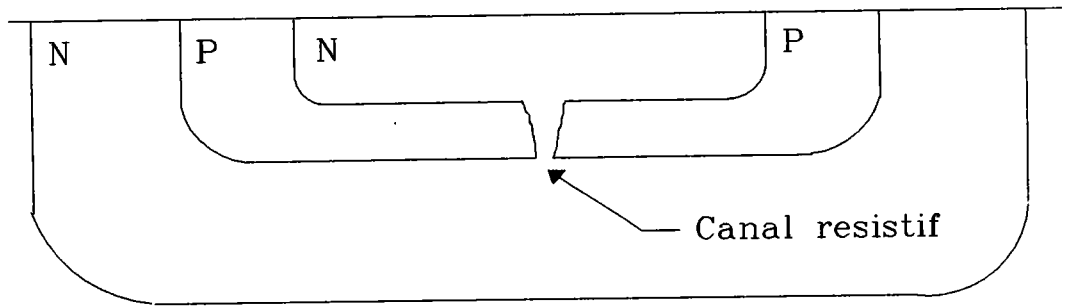


Figure 5.8: Illustration schématique d'une avancée de la diffusion d'émetteur jusqu'au collecteur.

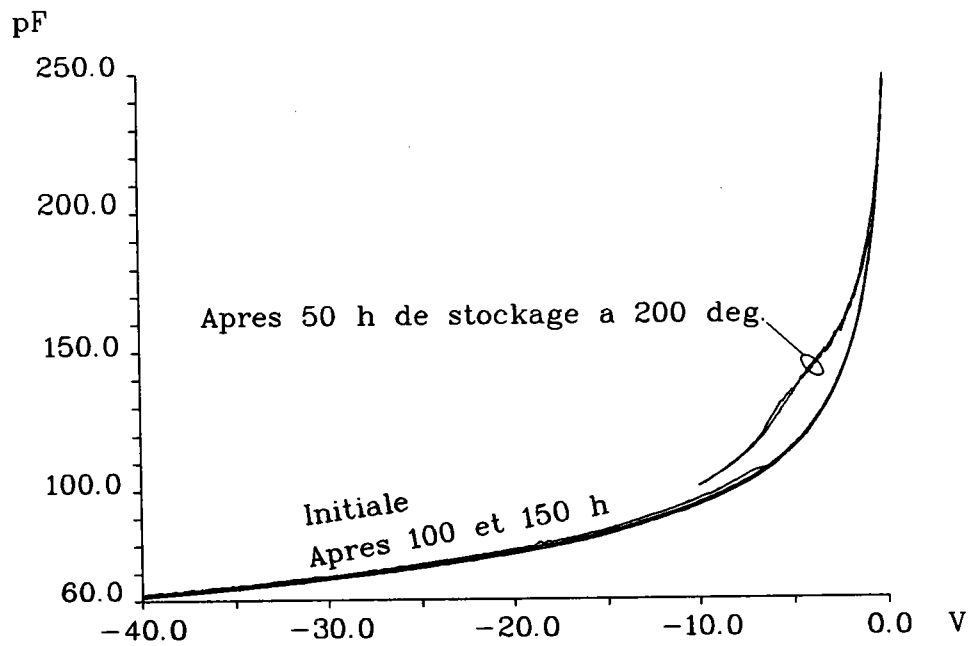


Figure 5.9: Caractéristique capacité-tension de la jonction CB.

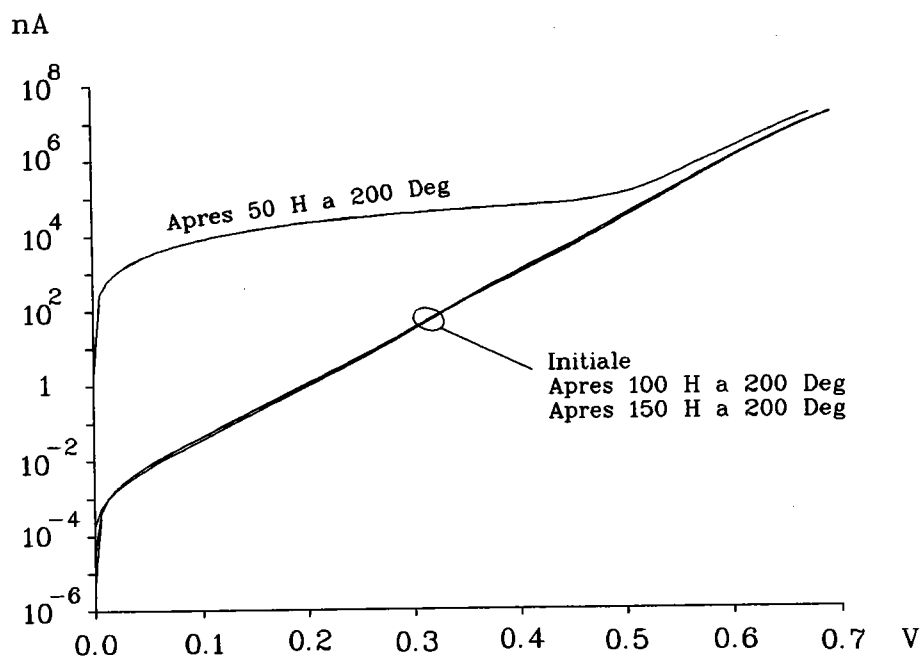


Figure 5.10: Caractéristique courant-tension en direct de la jonction CB.

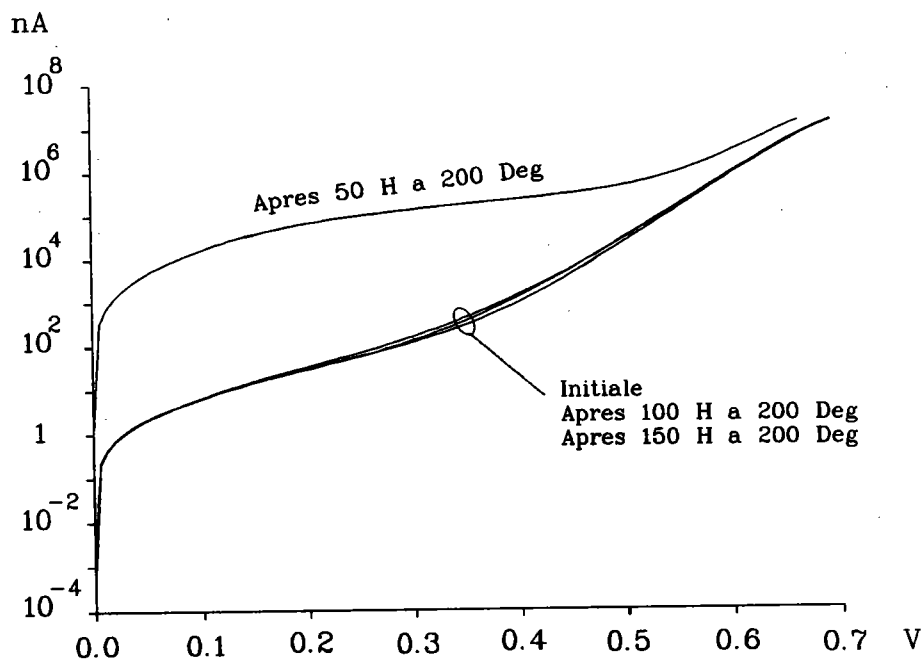


Figure 5.11: Caractéristique courant-tension en direct de la jonction EB.

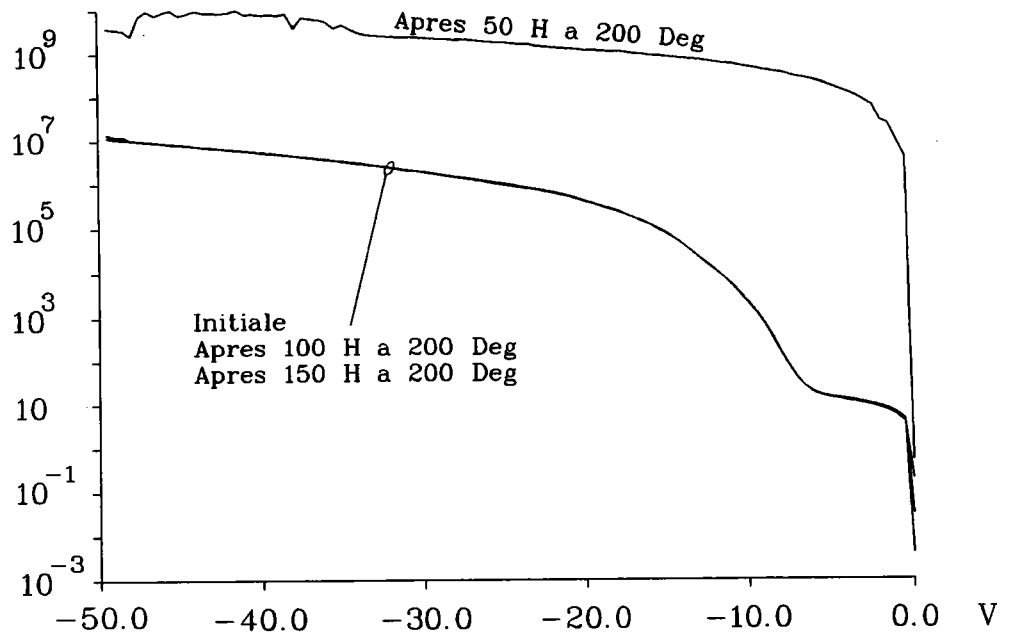


Figure 5.12: Caractéristique courant-tension en inverse de la jonction CB.

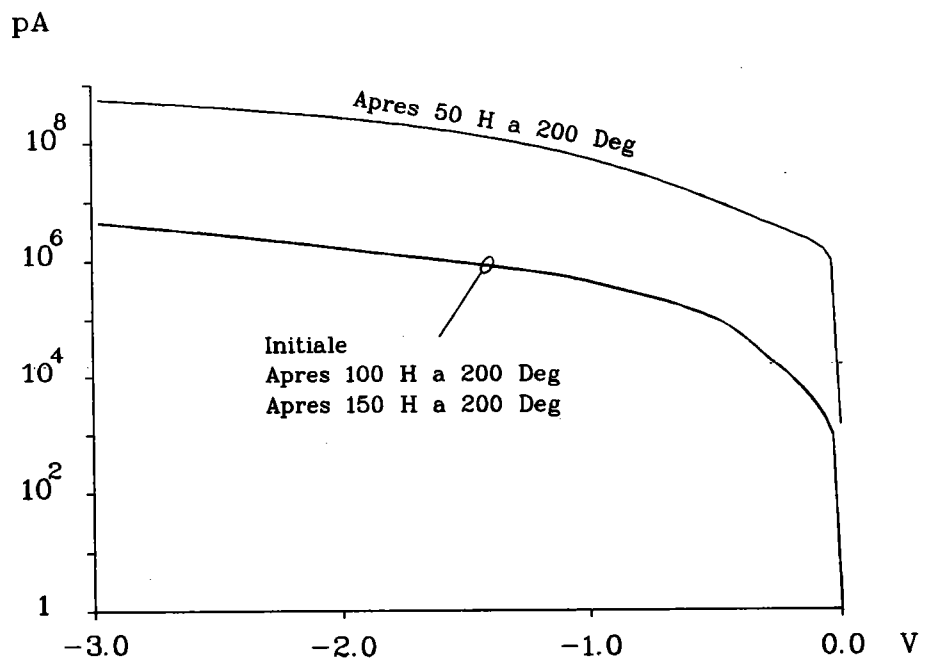


Figure 5.13: Caractéristique courant-tension en inverse de la jonction EB.

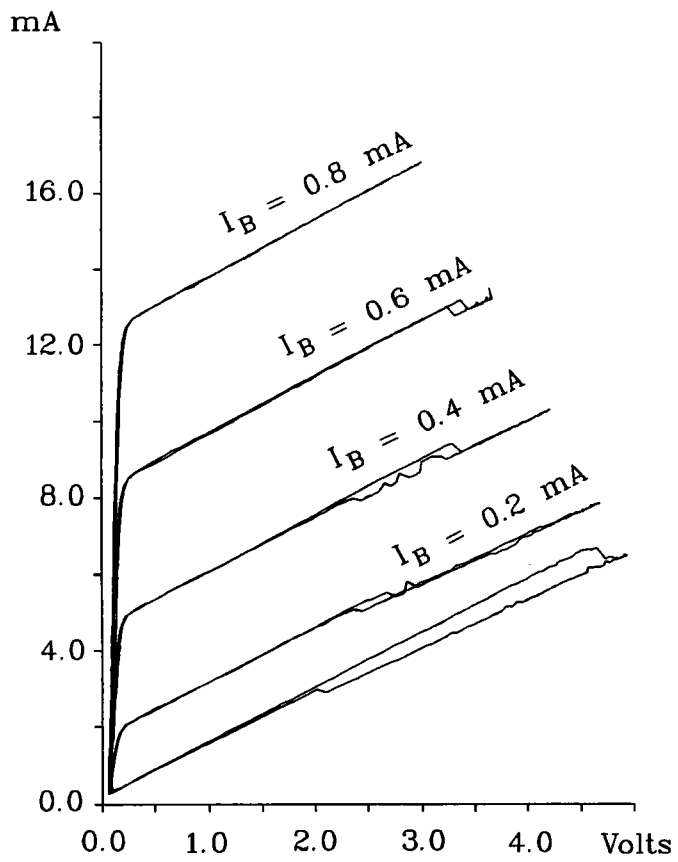


Figure 5.14: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ après 50 heures de stockage à 200 °C.

Caractérisation par spectroscopie D.L.T.S

Cette méthode de caractérisation, fondée sur l'analyse du signal transitoire de capacité d'une jonction, a été décrite dans le chapitre 2. Le dispositif expérimental que nous avons utilisé est présenté figure 5.15

Il se compose de:

- Un générateur de tension en impulsions qui fournit la polarisation et une tension périodique associée à un signal de fréquence 1 MHz.
- Un capacimètre rapide mesurant la capacité transitoire au cours du processus d'émission
- Un corrélateur fixant la fenêtre $[t_1, t_2]$, $t_2 \approx 11t_1$.
- Un générateur-corrélateur qui fournit une seconde impulsion, les transitoires sont analysées par le corrélateur. Cette fonction est utilisée en double DLTS (DDLTS).
- Un cryostat où les échantillons sont placés et dans lequel la température peut varier de 77 à 320 K.

L'ensemble est complété par un microordinateur (acquisition des mesures) et une table traçante.

Nous avons réalisé les spectres DLTS des jonctions EB et CB de quatre transistors. L'examen de ces spectres montre une grande dispersion des résultats. Aucun spectre ne présente de pics discrets, nous observons tout au plus des recouvrements de pics associés à plusieurs défauts qui ne peuvent pas être séparés.

Les deux exemples de spectre présentés figure 5.16 ont été effectués sur une jonction collecteur-base avant et après 50 heures de stockage à 200 °C qui est, rappelons le, selon le fabricant, la température maximale de jonction à ne pas dépasser. Il s'agit dans les deux cas de pièges à électrons (signal DLTS négatif). On met en évidence une modification importante de la répartition des défauts après le stockage (redistribution, diffusion d'impuretés etc.)

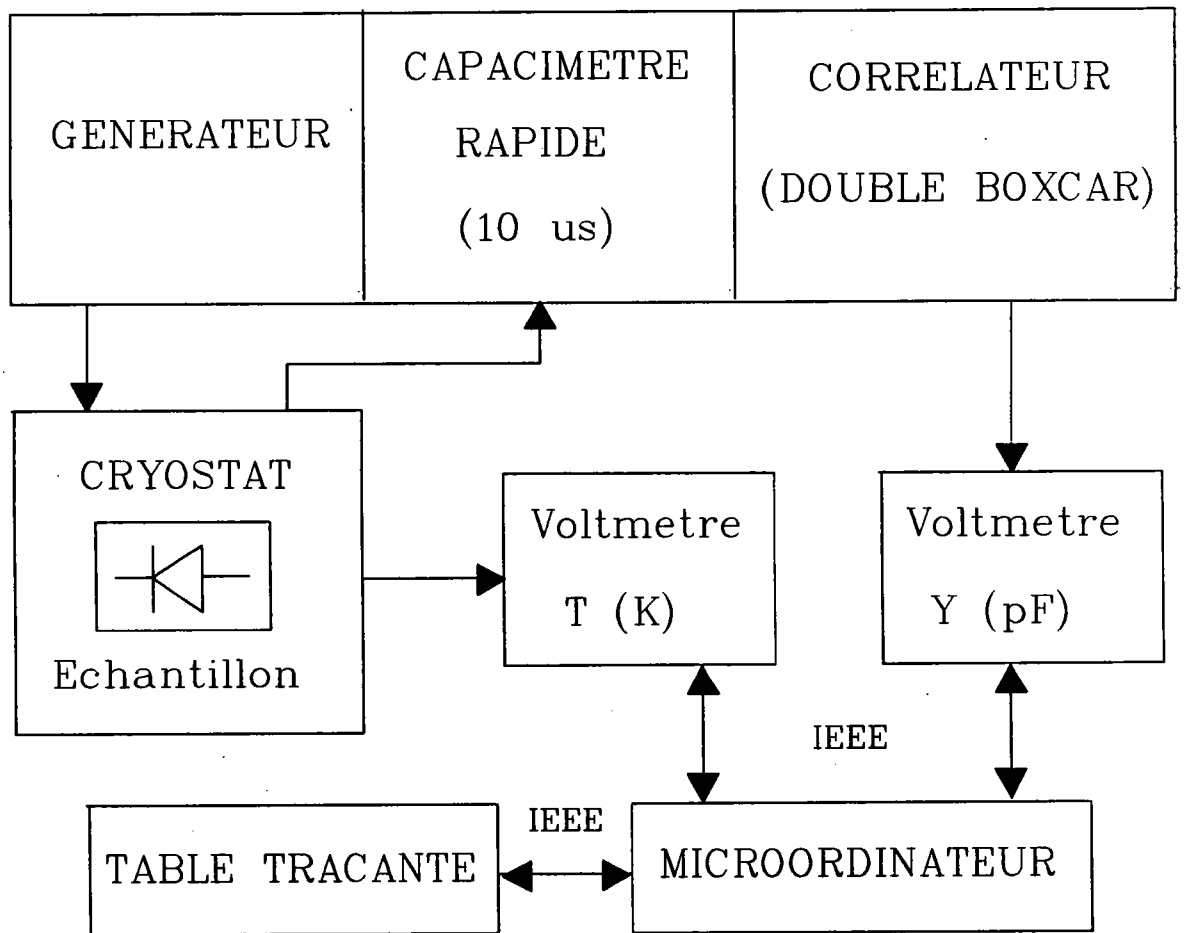


Figure 5.15: Schéma synoptique du banc de mesure DLTS

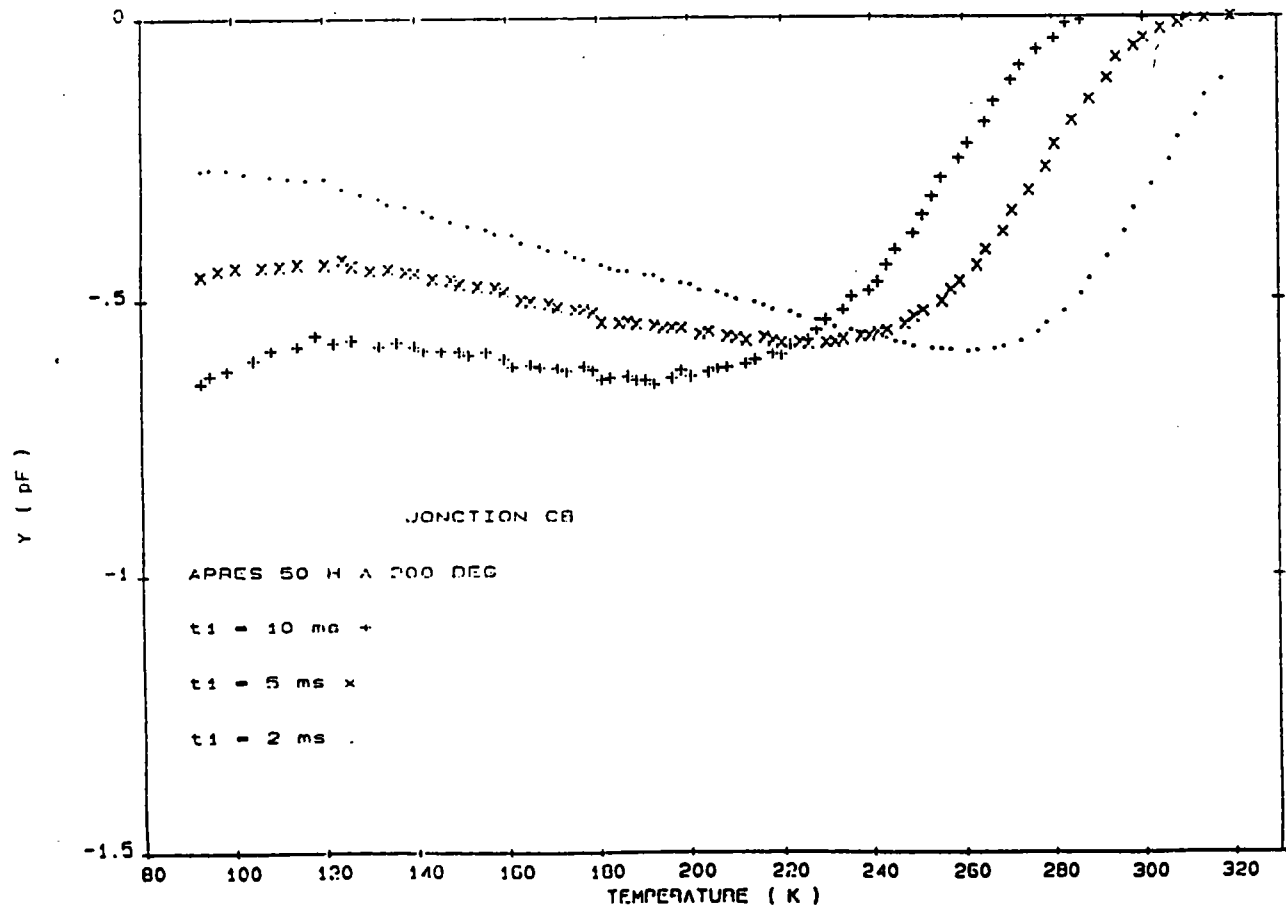
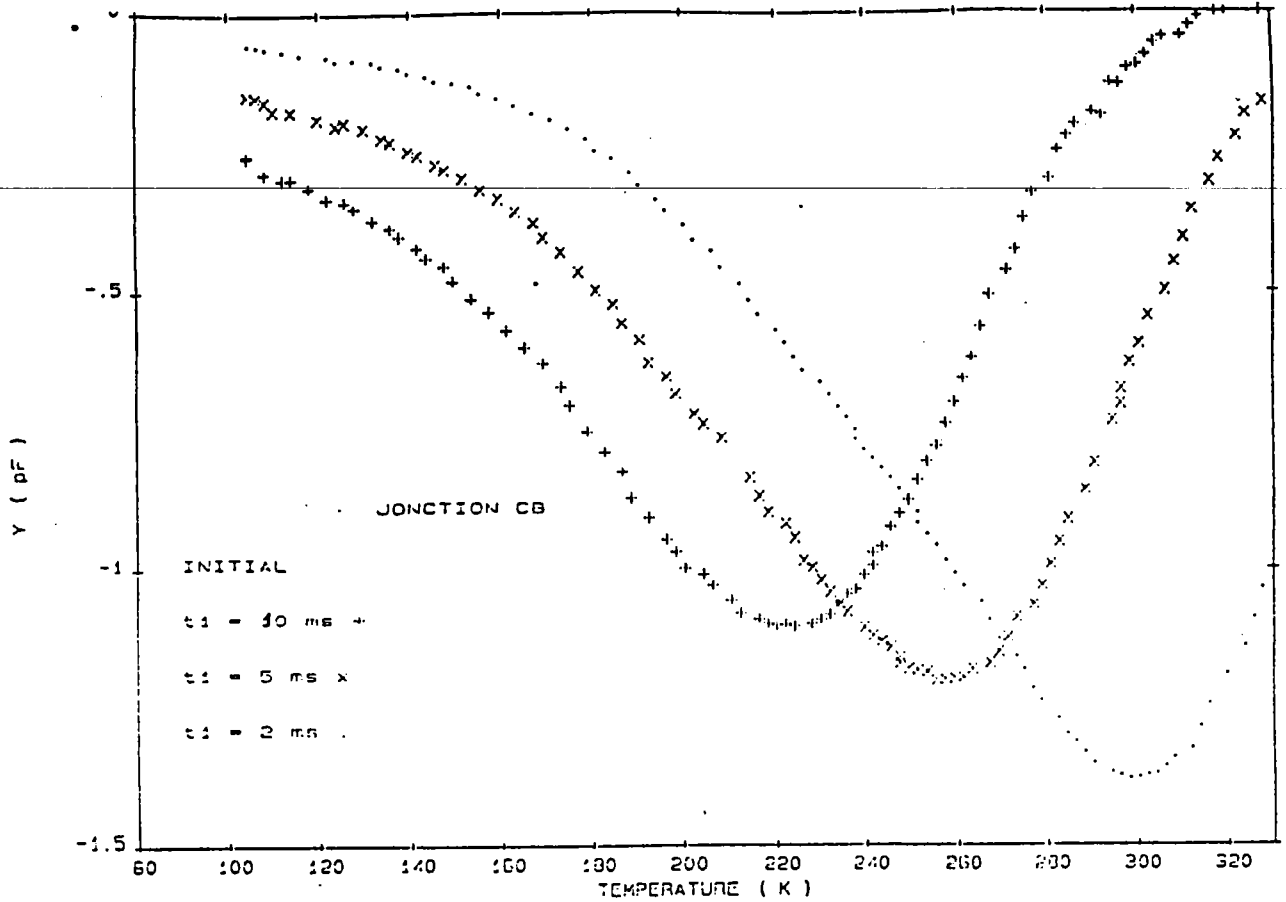


Figure 5.16: Spectres DLTS réalisés sur une jonction CB avant et après 50 heures de stockage à 200 °C

5.3.2 Essai de blocage des jonctions à haute température (150 ° C)

Cinq composants, c'est à dire dix transistors, ont subi cet essai dont le schéma de principe est représenté figure 5.17.

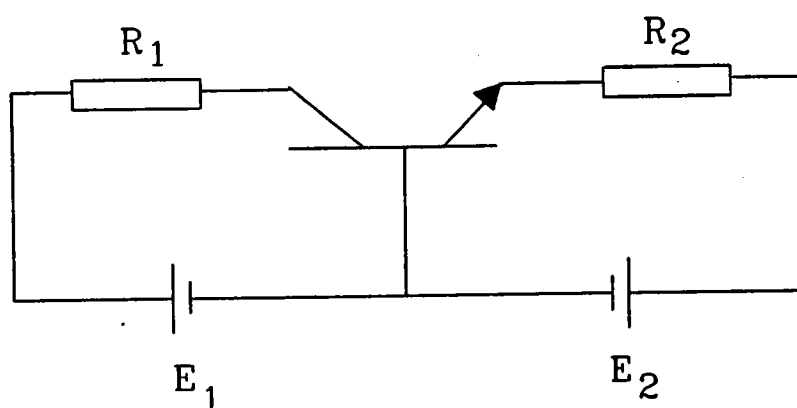


Figure 5.17: Schéma de principe du vieillissement. $E_1 = 40 V$ et $E_2 = 1 V$

Les dix transistors ont été caractérisés initialement puis après 50, 100, et 500 heures de blocage. Les caractéristiques électriques étudiées sont les mêmes que dans l'essai précédent.

On constate que:

- Les caractéristiques courant-tension de la jonction CB ont évolué au cours de l'essai. Les figures 5.18 et 5.19 représentent celle qui a subi le plus de variations. Quelle que soit la jonction CB le courant reste cependant inférieur à $100 \mu A$ pour une tension inverse de 40 Volts
- La caractéristique courant-tension de la jonction EB n'a pas varié (voir figure 5.20 et 5.21)
- Le gain des transistors à faible et à fort niveau de courant collecteur diminue après 50 heures de blocage mais tend à retrouver sa valeur initiale après 500 heures. (Voir figures 5.22, 5.23, 5.24, 5.25, 5.26 et 5.27).

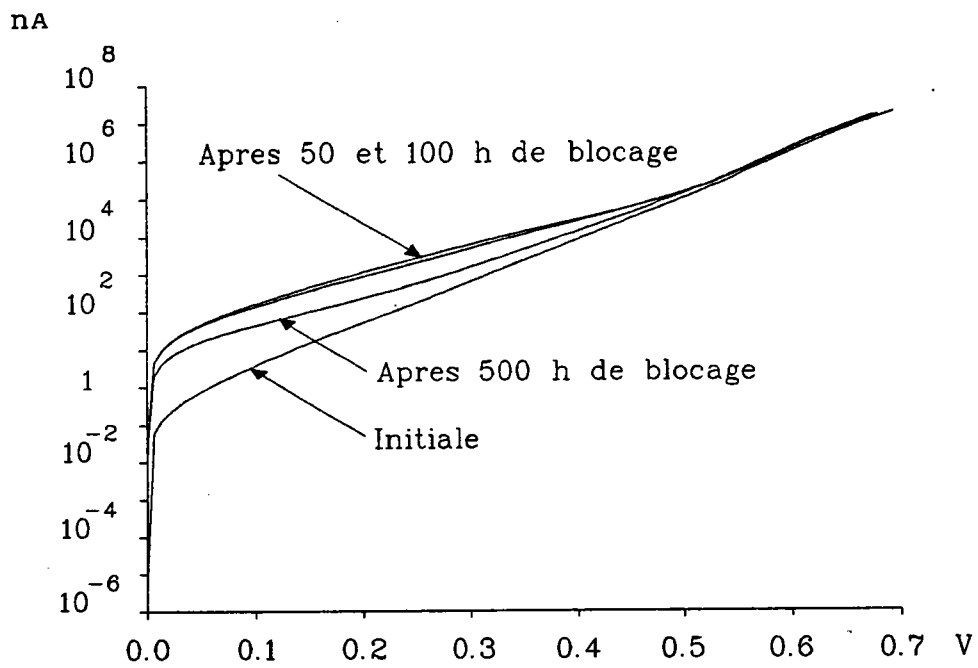


Figure 5.18: Caractéristique courant-tension en direct de la jonction CB

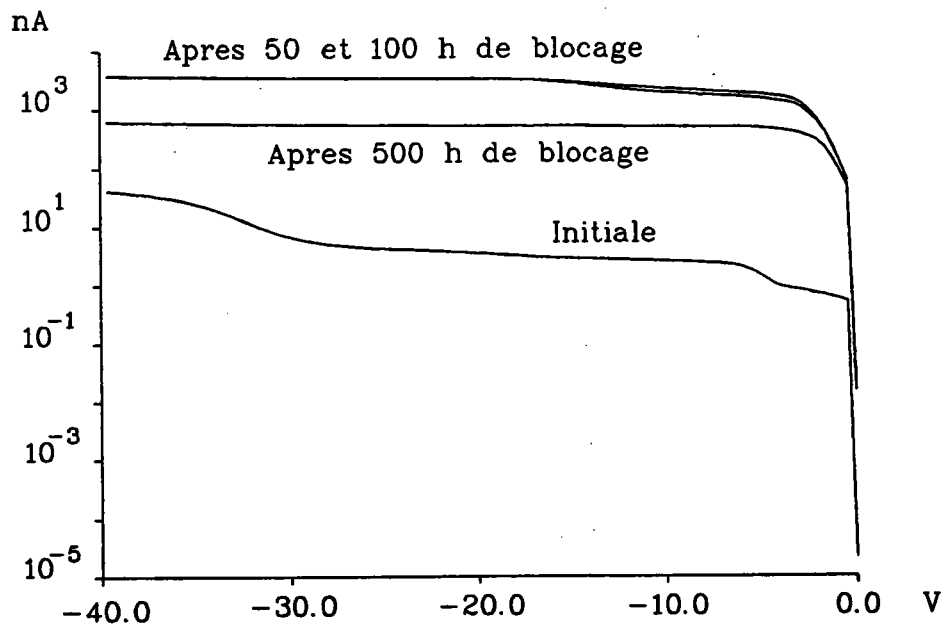


Figure 5.19: Caractéristique courant-tension en inverse de la jonction CB

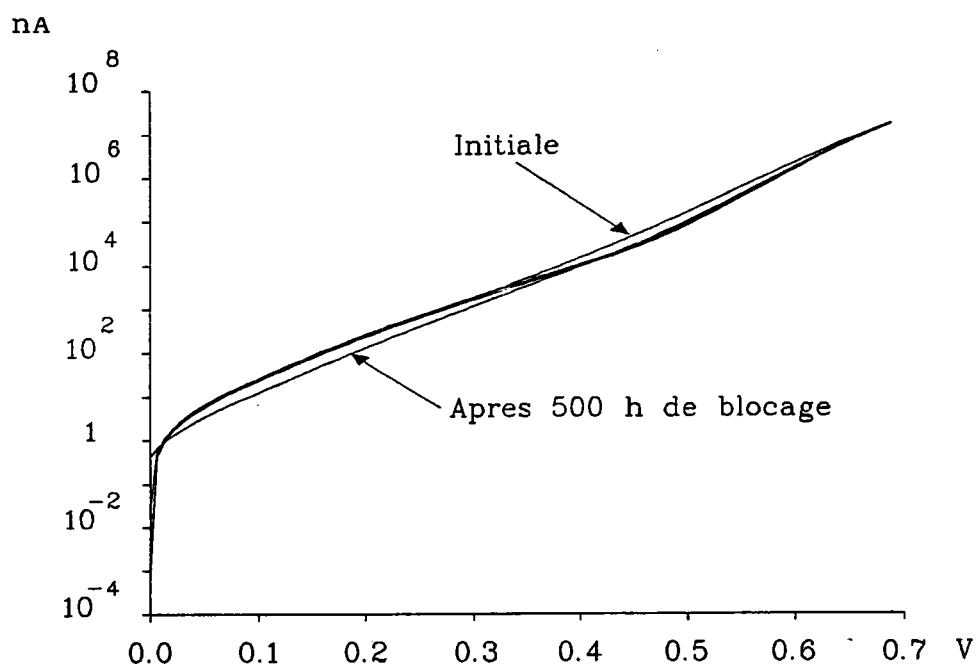


Figure 5.20: Caractéristique courant-tension en direct de la jonction EB

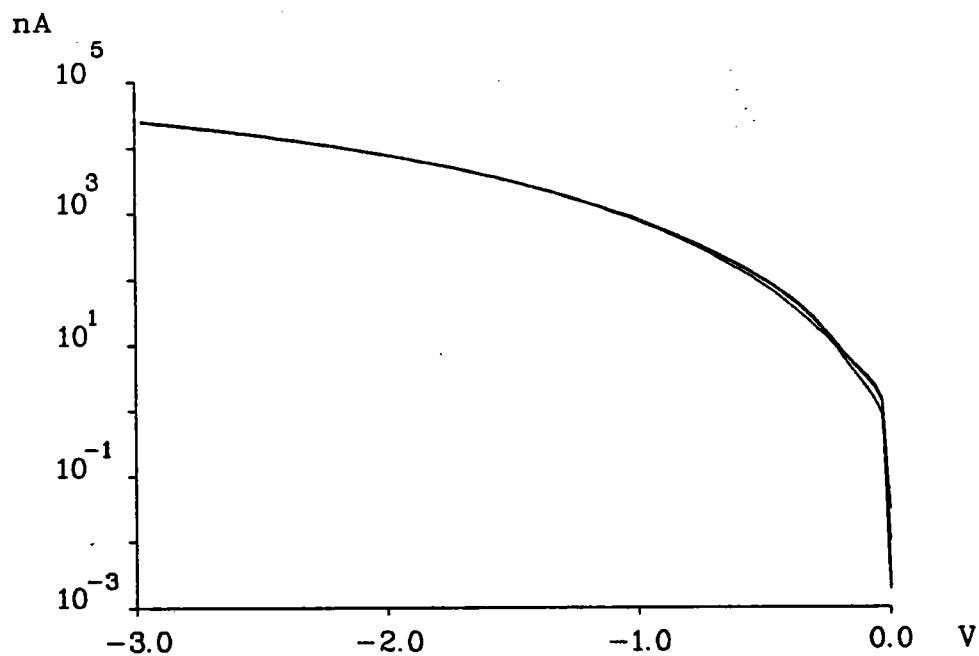


Figure 5.21: Caractéristique courant-tension en inverse de la jonction EB

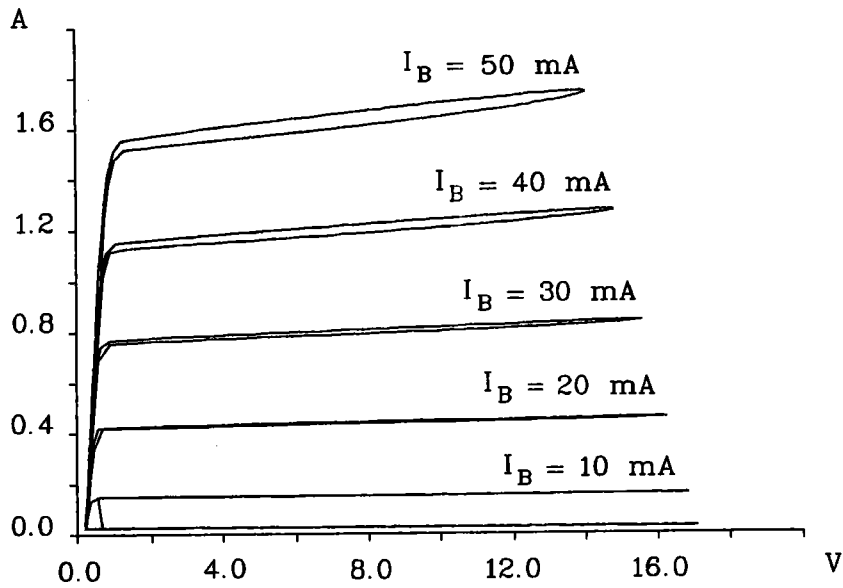


Figure 5.22: Caractéristique initiale $I_C = f(V_{CE})$ à fort niveau de courant collecteur

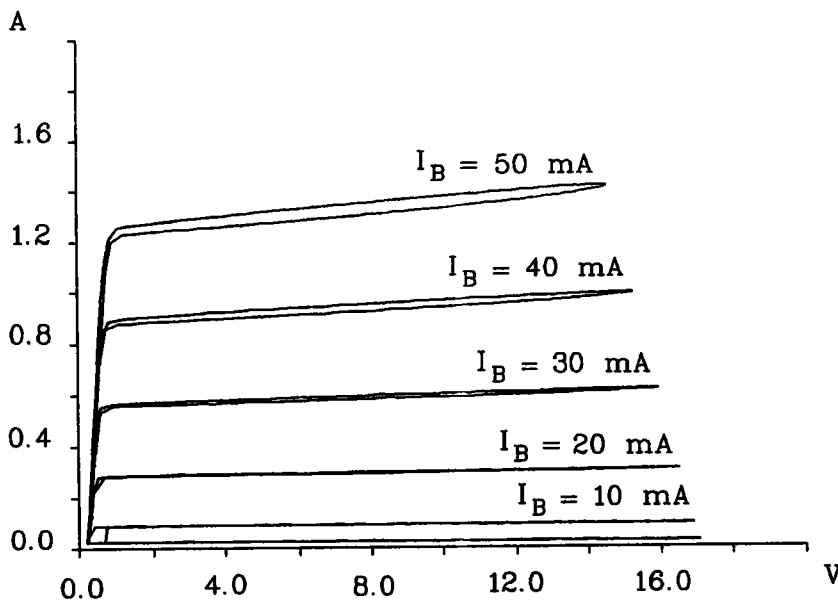


Figure 5.23: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à fort niveau de courant collecteur après 50 et 100 heures de blocage.

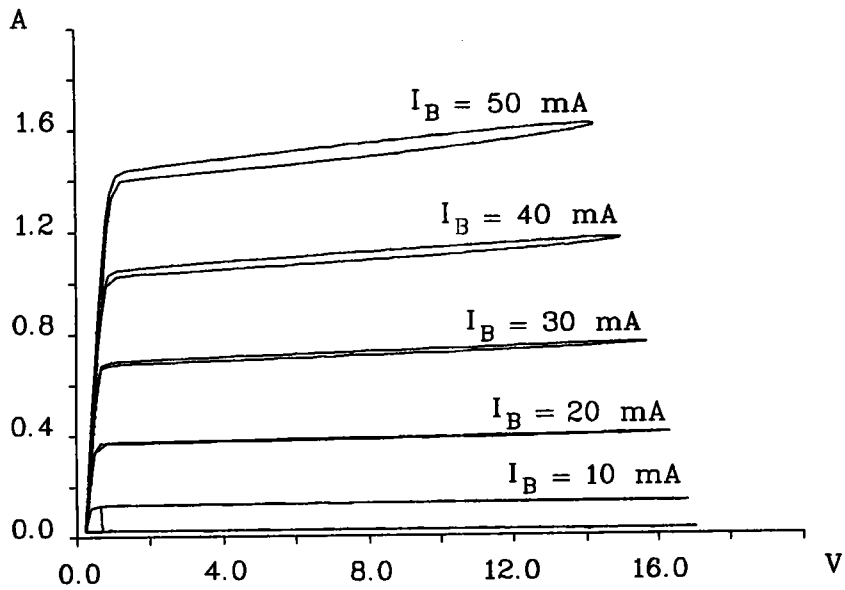


Figure 5.24: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à fort niveau de courant collecteur après 500 heures de blocage.

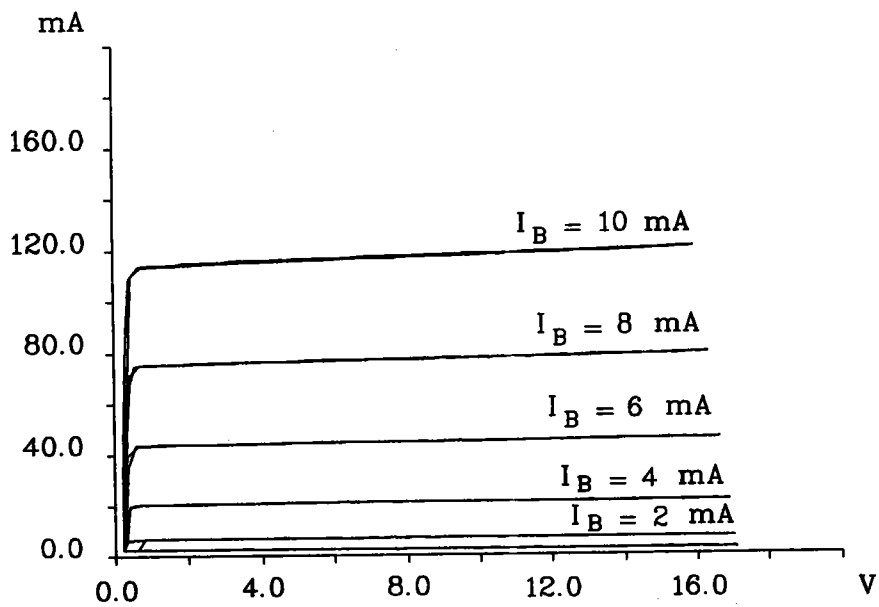


Figure 5.25: Caractéristique initiale $I_C = f(V_{CE})$ à faible niveau de courant collecteur.

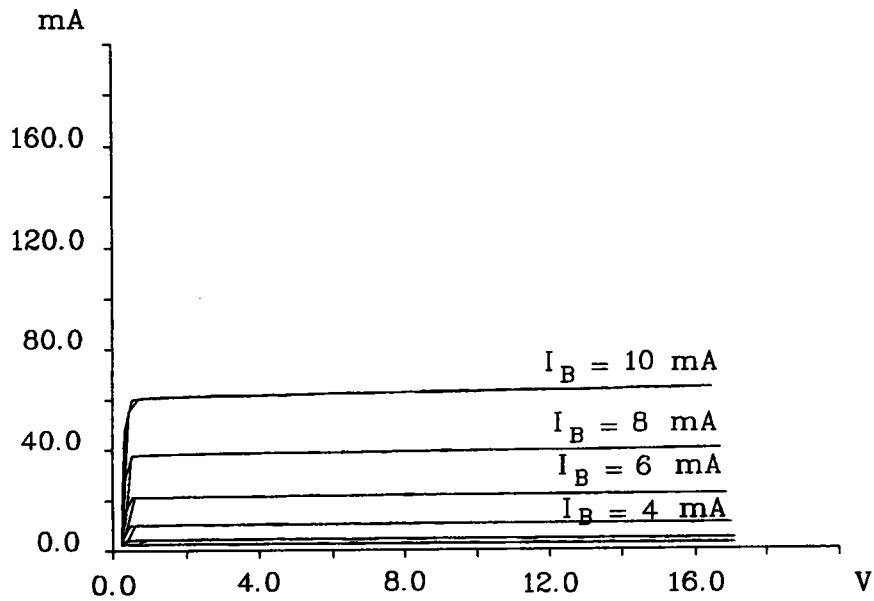


Figure 5.26: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à faible niveau de courant collecteur après 50 et 100 heures de blocage.

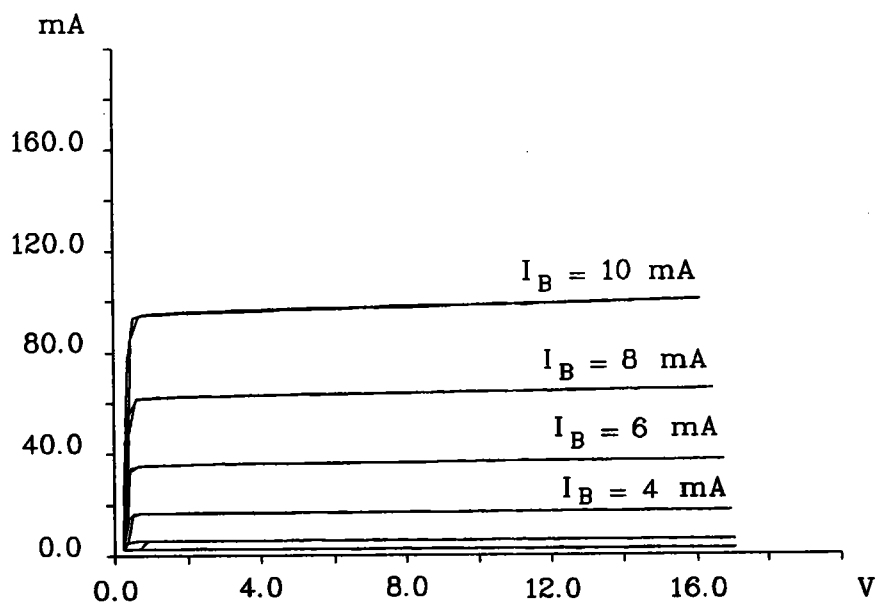


Figure 5.27: Caractéristique $I_C = f(V_{CE})$ à faible niveau de courant collecteur après 500 heures de blocage.

Les valeurs numériques des courants inverses des deux jonctions sont rassemblées dans les tableaux 5.2 et 5.3.

	0 heure	50 heures	100 heures	500 heures
Valeur minimale	1.7 nA	4.1 nA	4.0 nA	2.2 nA
Valeur médiane	46 nA	1.45 μ A	0.9 μ A	110 nA
Valeur maximale	145 μ A	148 μ A	173 μ A	114 μ A

Tableau 5.2: Courant inverse de la jonction CB pour une tension V_{CB} de -40 V

	0 heure	50 heures	100 heures	500 heures
Valeur minimale	0.26 μ A	0.29 μ A	0.25 μ A	0.24 μ A
Valeur médiane	21 μ A	21.3 μ A	21.5 μ A	21.5 μ A
Valeur maximale	1 mA	1 mA	1 mA	0.7 mA

Tableau 5.3: Courant inverse de la jonction EB pour une tension V_{EB} de -3 V

5.3.3 Conclusions

Dans l'essai de stockage à 200°C comme dans l'essai de blocage à 150°C ce sont les caractéristiques électriques à faible niveau de courant qui présentent les variations les plus importantes au cours du vieillissement. La diminution puis le retour à sa valeur initiale du gain des transistors à faible niveau de courant collecteur semblent plus correspondre à une phase de stabilisation des matériaux au recuit qu'à une contamination ionique des oxydes qui s'accompagne généralement d'une augmentation assez importante des courants de fuite des jonctions.

Il faut préciser qu'aucun test climatique n'est effectué sur ces transistors à l'issue de leur fabrication.

Conclusion

Une cellule d'expertise en fiabilité de composants électroniques est désormais opérationnelle au C.E.R.L.O.R. La première phase du travail a consisté à mettre au point un banc de mesures automatique qui a montré son efficacité dans la caractérisation systématique de photocoupleurs et de transistors bipolaires: environ 3000 caractéristiques ont été enregistrées et stockées sur disque dur ou disquettes.

Dans l'étude de photocoupleurs, nous avons mis en évidence pour un fabricant des phénomènes importants de dérive du rapport de transfert en courant qui trouvent sans doute leur origine dans la dégradation du milieu de couplage optique, ce qu'il faudrait confirmer par des analyses physico-chimiques approfondies.

Les essais menés sur les transistors de puissance VHF mettent en évidence des phénomènes successifs de dégradation puis de restauration totale ou partielle des caractéristiques électriques statiques. La détermination précise de leur origine exigerait une collaboration très étroite du fabricant; l'accès en particulier à la connaissance des différentes étapes de fabrication et des modes opératoires retenus est fondamental. La poursuite des essais sur ce type de transistors semble nécessaire, il conviendrait en particulier d'effectuer des essais de vieillissement longue durée en fonctionnement RF.

Références bibliographiques

- [1] S.M. Sze
Physics of Semiconductor Devices
Wiley Interscience 1981, deuxième édition.

- [2] H. Mathieu
Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques
Masson 1987.

- [3] A.S. Grove
Physics and Technology of Semiconductor Devices
Wiley 1967.

- [4] A. Vapaille, R. Castagné
Dispositifs et circuits intégrés semi-conducteurs
Dunod 1987.

- [5] J. Boucher, J. Simonne
Principes et fonctions de l'électronique intégrée
Cepadues Editions 1986.

- [6] C. Kittel
Physique de l'état solide
Dunod, cinquième édition 1983.

- [7] R. Grégoire
Le bus I.E.E.E.
Editions Techniques et Scientifiques Françaises 1984.

-
- [8] Titu I. Bajenescou
Problèmes de la fiabilité des composants électroniques actifs actuels
Masson 1980.
- [9] I. Stepanenko
Principes de la microélectronique
Editions MIR Moscou 1983.
- [10] C.N.E.S.
Qualité, composants et technologie électronique Toulouse mars 1986
Cepadues Editions 1986.
- [11] S. Elberg, P. Mathonnet
Evacuation de la chaleur dissipée dans les équipements électroniques
Eyrolles 1978.
- [12] Norman B. Fuqua
Reliability Engineering for Electronic Design
Marcel Dekker 1987.
- [13] Michael Shur
GaAs Devices and Circuits
Plenum Press 1987.
- [14] S. J. Moss, A. Ledwith
The Chemistry of the Semiconductor Industry
Blackie 1987.
- [15] P. Ashburn
Design and Realization of Bipolar Transistors
John Wiley & Sons 1988.

- [16] Gérard Rey, Philippe Leturcq
Théorie approfondie du transistor bipolaire
Masson 1972.
- [17] Laboratoire Central des Industries Electriques
Le test et la qualité des circuits intégrés
ANVAR 1989.
- [18] J.R. Black
RF Power Transistor Metallization Failure
I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, vol. ED-17, NO.9, September 1970.
- [19] Robert D.Lindsted, Rohinton J.Surty
Steady-State Junction Temperatures of Semiconductor Chips
I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, vol. ED-19, NO.1, January 1972.
- [20] Albert C.M. Wang, Sanehiko Kakihana
Leakage and h_{FE} Degradation in Microwave Bipolar transistors
I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, vol. ED-21, NO.11, November 1974.
- [21] Robert P. Arnold, Demir S. Zoroglu
A Quantitative Study of Emitter Ballasting
I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, vol. ED-21, NO.7, July 1974.
- [22] Frank F. Oettinger, David L. Blackburn, Sherwin Rubin
Thermal Characterization of Power Transistors
I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, vol. ED-23, NO.8, August 1976.

- [23] Edward John Mc Grath, David H. Navon
Factors Limiting Current Gain in Power Transistors
I.E.E.E. Transactions on Electron Devices, vol. ED-24, NO.10, October 1977.
- [24] Nicholas E. Lycoudes, Clarence C. Childers
Semiconductor Instability Failure Mechanisms Review
I.E.E.E. Transactions of Reliability, vol. R-29, NO.3, August 1980.
- [25] Weisberg L.R
Electroluminescent diode degradation models
8th annual proceedings Reliability Physics. Las Vegas 1970.
- [26] Edward F. Thomas
The mechanisms of degradation in an optically coupled isolator
14th annual proceedings Reliability Physics. Las Vegas 1976.
- [27] J.M. Dumas
Contribution à l'étude des mécanismes de dégradation du transistor à effet de champ sur AsGa
Thèse, Université de Limoges 1985.
- [28] J.M. Dumas
Fiabilité et défaillances des composants pour hyperfréquences.
Annales des Télécommunications, tome 40, numéros 3, 4. 1985.
- [29] A. Le Bloa
Méthodes d'analyse des signaux multi-exponentiels utilisés en spectroscopie électrique des défauts profonds dans les semi-conducteurs. Application au GaAs implanté en oxygène ou en oxygène et en silicium.
Thèse, Université de Rennes.

[30] P. Durand (C.N.E.T Lannion)

Photocoupleurs: résultats d'essais de vieillissement longue durée
Congrès national de fiabilité. Septembre 1976.

[31] C. Guasco, A. Piccirillo, E. Pollino

Une première étude sur la fiabilité des diodes de burrus à haute radiance
Second colloque international sur la fiabilité et la maintenabilité.
Perros Guirec, septembre 1980.