



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

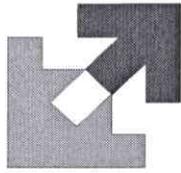
LIENS

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>



UNIVERSITE DE METZ

THESE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE METZ

Spécialité : Electronique

Ecole Doctorale : PROMEMA

présentée à l'Ecole d'Ingénieurs de Tours par :

Stéphane FORSTER

le 10 septembre 2001

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE - METZ	
N° inv.	20011105
Cote	S/MZ 01/37
Loc	magasin

Fiabilité fonctionnelle et mécanismes de dégradation des TRIACs soumis aux chocs thermiques par di/dt à la fermeture

JURY :

C. ZARDINI	Professeur, ENSEIRB, Université de Bordeaux	Rapporteur
F. FOREST	Professeur, LEM, Université de Montpellier	Rapporteur
T. LEQUEU	Maître de Conférences, LMP, Université de Tours	Examineur
A. HOFFMANN	Maître de Conférences, HDR, CEM2, Université de Montpellier	Examineur
G. CAZAUBON	Responsable assurance qualité produits et fiabilité, STMicroelectronics, Tours	Examineur
J.P. CHARLES	Professeur, C2EA-CLOES, Université de Metz	Directeur de Thèse
R. JERISIAN	Professeur, LMP, Université de Tours	Co-directeur de Thèse

v 2.2.u

Information : certains résultats confidentiels, mais non indispensables pour la compréhension du document, ont été retirés pages 137, 138, 139, 150, 151, 164, 165, 171 par le partenaire industriel STMicroelectronics.

Remerciements

Ce travail de thèse a été effectué au sein du laboratoire CLOES (Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique du Solide) de l'Université de Metz et plus particulièrement au laboratoire LMP (Laboratoire de Microélectronique de Puissance) de l'Université de Tours en collaboration avec le site industriel STMicroelectronics de Tours.

Je tiens à remercier M. Charles, professeur à l'Université de Metz, et M. Hoffmann, maître de conférences HDR, pour leur encadrement pendant mes séjours à Metz.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à M. Jérisian, professeur à l'Université de Tours et directeur du LMP, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour la confiance accordée durant ces trois années, ainsi que pour les discussions enrichissantes que nous avons eues ensemble.

Je tiens à remercier M. Rault, qui était ingénieur R&D, pour la confiance accordée dès les premiers moments à cette thèse et pour son expérience dans le domaine de l'électronique de puissance.

Je tiens à exprimer mes plus vifs remerciements aux rapporteurs M. Zardini, professeur de l'Université de Bordeaux et M. Forest, professeur de l'Université de Montpellier, pour avoir accepté la lourde tâche de rapporter sur cette thèse. Leurs remarques et questions pertinentes m'ont permis de bénéficier de leurs larges compétences.

Je remercie également M. Cazaubon, responsable assurance qualité produits et fiabilité de STMicroelectronics, pour avoir accepté d'être examinateur sur cette thèse, et pour le temps consacré à la lecture attentive du rapport.

Mes remerciements vont aussi à tous ceux qui ont pu contribuer à mes travaux :

M. Mesko, directeur du Laboratoire d'Analyse de Technologie (LAT) de STMicroelectronics, pour son expérience et ses compétences dans le domaine de l'analyse des défaillances. M. Mesko a eu la patience d'accorder son temps précieux ainsi que beaucoup

d'intérêt à l'analyse des TRIACs défectueux. Sa contribution à mes recherches fut très importante.

Toute l'équipe du service Qualité de STMicroelectronics, et plus particulièrement M. Jauffret, ingénieur Qualité, pour sa disponibilité ainsi que pour la fourniture en TRIACs (même si c'était parfois un peu long !).

M. Simonnet, ingénieur Design, pour l'aide occasionnée dans le domaine de la simulation du TRIAC.

M. Lequeu, maître de conférences à l'Université de Tours, pour la contribution relative apportée, notamment dans le domaine de la recherche bibliographique.

Arnaud Florence et Estelle Nicolay, qui ont effectué leur stage au LMP sur la fiabilité des TRIACs, pour avoir fait preuve de beaucoup de persévérance et de patience (et il en faut pour les essais de fiabilité !).

Enfin, je remercie tous les membres du LMP qui ont permis un travail dans de bonnes conditions. Je pense particulièrement à Ludovic, Frédéric, Philippe, Romain, Christophe, Franck (quelle verve !).

Table des matières

Introduction		1
Chapitre I	Environnement expérimental	3
I.1	Présentation des structures thyristors et TRIACs	5
I.1.1	Le thyristor	5
I.1.2	Le TRIAC	7
I.1.3	Applications du TRIAC	9
I.1.3.1	Réglage de phase	9
I.1.3.2	Gradateur	10
I.1.3.3	Relais statique	12
I.1.4	Conclusion	12
I.2	Présentation de l'environnement de test	14
I.2.1	Description des TRIACs utilisés	14
I.2.1.1	Technologie de fabrication	14
I.2.1.2	Caractéristiques électriques	15
I.2.2	Circuit de test	16
I.2.2.1	Cahier des charges	16
I.2.2.2	Générateur d'impulsions	16
I.2.2.3	Platine de commutation	17
I.2.3	Conclusion	20
I.3	Présentation de la contrainte appliquée	21
I.3.1	Environnement de simulation	21
I.3.1.1	Le circuit de commutation	21
I.3.1.2	Optimisation de la simulation	21
I.3.1.3	Structure simulée du TRIAC dans les quadrants Q1 & Q2	22
I.3.1.4	Structure simulée du TRIAC dans les quadrants Q3 & Q4	23
I.3.2	Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q2	25
I.3.3	Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q3	29
I.3.4	Conclusion	34
Chapitre II	Modes de défaillance électrique et physique	36
II.1	Modes de défaillance électrique	38
II.1.1	Modes de défaillance électrique des TRIACs soumis à des di/dt répétitifs	38
II.1.2	Modes de défaillance électrique des Z0103MA	38
II.1.3	Notion de sévérité de la contrainte	39
II.2	Modes de défaillance physique	40
II.2.1	Etude des TRIACs dégradés dans le quadrant Q2 par des di/dt répétitifs	41

II.2.1.1	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 180 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 21,5 \text{ A}$ (pièce H) : $I_R = 4 \mu\text{A}$	41
II.2.1.2	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 180 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 21,5 \text{ A}$ (pièce F) : $I_R = 2 \mu\text{A}$	43
II.2.1.3	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5 \text{ A}$ (pièce 8-3) : $I_R = 8 \mu\text{A}$	44
II.2.1.4	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5 \text{ A}$ (pièce 28-2) : $I_R = 10 \mu\text{A}$	45
II.2.1.5	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5 \text{ A}$ (pièce 6-3) : $I_R = 48 \mu\text{A}$	46
II.2.1.6	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5 \text{ A}$ (pièce 19-3) : $I_R > 50 \mu\text{A}$	48
II.2.1.7	TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5 \text{ A}$ (pièce no 9-3) : $I_R > 50 \mu\text{A}$	50
II.2.1.8	Effets électriques des défauts physiques	52
II.2.1.9	Synthèse	57
II.2.2	Etude des TRIACs dégradés dans le quadrant Q3 par des di/dt répétitifs	58
II.2.2.1	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -400 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 3-19) : c-c I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	58
II.2.2.2	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -400 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 6-19) : c-c I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	59
II.2.2.3	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -320 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 40-20) : I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	60
II.2.2.4	TRIAC contraint avec un $di/dt = -410 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 39-23)	63
II.2.2.5	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -360 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 1-24) : I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	63
II.2.2.6	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -360 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 27-24) : I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	68
II.2.2.7	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -360 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 7-24) : I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	68
II.2.2.8	TRIAC dégradé avec un $di/dt = -360 \text{ A}/\mu\text{s}$ (pièce 12-24) : I_R et $I_D > 50 \mu\text{A}$	69
II.2.2.9	Synthèse	69
 Chapitre III Mécanismes de dégradation		71
III.1	Mécanisme de dégradation de TH1 par di/dt dans le quadrant Q2	73
III.1.1	Simulation thermoélectrique de la fermeture	73
III.1.1.1	Structure simulée dans le quadrant Q2	73
III.1.1.2	Simulation thermoélectrique de la fermeture par la gâchette avec un fort di/dt	74
III.1.1.3	Modélisation de la montée de la température	79
III.1.1.4	Application du modèle aux simulations thermoélectriques	81
III.1.1.5	Application du modèle aux mesures thermiques des TRIACs	81
III.1.2	Simulation thermomécanique de la fermeture	82
III.1.2.1	Structure simulée	82
III.1.2.2	Système thermique	83
III.1.2.3	Equations du système mécanique	84
III.1.2.4	Conditions thermomécaniques aux limites	85
III.1.2.5	Cartes des allongements relatifs et contraintes mécaniques	86
III.1.3	Initiation et propagation de fissures	88
III.1.3.1	Initiation des fissures	88
III.1.3.2	Propagation sub-critique des fissures par fatigue thermique	89
III.1.3.3	Fracture des fissures	91
III.1.4	Synthèse du mécanisme de dégradation dans Q2	93
III.2	Mécanisme de dégradation de TH2 par di/dt dans le quadrant Q3	96
III.2.1	Simulation thermoélectrique de la fermeture	96
III.2.1.1	Structure simulée dans le quadrant Q3	96
III.2.1.2	Simulation thermoélectrique de la fermeture par la gâchette avec un fort di/dt	96
III.2.1.3	Etude du point chaud volumique	100
III.2.1.4	Etude du point chaud surfacique	101

III.2.2	Simulation thermomécanique de la fermeture	102
III.2.2.1	Système thermique	102
III.2.2.2	Système mécanique	102
III.2.3	Effets thermomécaniques des points chauds dans le thyristor TH2	105
III.2.3.1	Mécanisme de fusion du point chaud volumique	105
III.2.3.2	Mécanisme de fusion du point chaud surfacique	106
III.2.3.3	Fatigue de la métallisation de cathode	106
III.2.3.4	Fatigue du silicium	110
III.2.4	Synthèse du mécanisme de dégradation dans Q3	112
 Chapitre IV Fiabilité : analyse de survie et tests accélérés		116
IV.1	Fiabilité des TRIACs dans le quadrant Q2	119
IV.1.1	Analyse de survie	119
IV.1.1.1	Collecte des données	119
IV.1.1.2	Distribution de Weibull	121
IV.1.1.3	Représentation graphique	122
IV.1.1.4	Estimation des paramètres de la loi de distribution	122
IV.1.1.5	Courbe de probabilité avec $V_A = 300$ V, $di/dt = 80$ A/ μ s et $\hat{i} = 7$ A	123
IV.1.1.6	Courbe de probabilité avec $V_A = 300$ V, $di/dt = 94$ A/ μ s et $\hat{i} = 8,5$ A	125
IV.1.1.7	Courbe de probabilité avec $V_A = 300$ V, $di/dt = 110$ A/ μ s et $\hat{i} = 9,5$ A	127
IV.1.1.8	Courbe de probabilité avec $V_A = 300$ V, $di/dt = 130$ A/ μ s et $\hat{i} = 11$ A	129
IV.1.1.9	Courbe de probabilité avec $V_A = 300$ V, $di/dt = 70$ A/ μ s et $\hat{i} = 6$ A	131
IV.1.1.10	Mécanisme de dégradation et distribution de Weibull	133
IV.1.2	Tests accélérés	134
IV.1.2.1	Vérification de la possibilité d'accélération	134
IV.1.2.2	Loi d'accélération	135
IV.1.2.3	Représentation graphique	136
IV.1.2.4	Estimation des paramètres de la loi d'accélération	136
IV.1.2.5	Application de la loi d'accélération aux TRIACs Z0103MA	137
IV.1.2.6	Extension de la loi d'accélération	138
IV.2	Fiabilité des TRIACs dans le quadrant Q3	140
IV.2.1	Analyse de survie	140
IV.2.1.1	Différentes distributions de Weibull	140
IV.2.1.2	Distribution de Weibull à 5 paramètres	141
IV.2.1.3	Courbe de probabilité avec $V_A = -300$ V et $di/dt = -320$ A/ μ s	143
IV.2.1.4	Courbe de probabilité avec $V_A = -300$ V et $di/dt = -360$ A/ μ s	144
IV.2.1.5	Courbe de probabilité avec $V_A = -300$ V et $di/dt = -410$ A/ μ s	145
IV.2.1.6	Courbe de probabilité avec $V_A = -300$ V et $di/dt = -270$ A/ μ s	146
IV.2.1.7	Mécanisme de dégradation et distribution de Weibull	147
IV.2.2	Tests accélérés	147
IV.2.2.1	Vérification de la possibilité d'accélération	147
IV.2.2.2	Loi d'accélération de l'usure de la métallisation	148
IV.2.2.3	Loi d'accélération de la fatigue du silicium	149
IV.2.2.4	Validation du mécanisme de dégradation	151

Chapitre V	Durcissement et méthodologie	153
V.1	Améliorations de la conception du TRIAC	155
V.1.1	Gravure de cathode	155
V.1.1.1	Structure classique	155
V.1.1.2	Structure optimisée	156
V.1.1.3	Mécanisme de fermeture	158
V.1.2	Largeur du court-circuit de gâchette	159
V.1.3	Recommandations sur la conception thermique	159
V.1.3.1	Point chaud volumique	159
V.1.3.2	Point chaud surfacique	160
V.1.3.3	Simulation et mesure de la température des points chauds	160
V.2	Améliorations au niveau du processus de fabrication	161
V.2.1	Défauts ponctuels volumiques des émetteurs	161
V.2.1.1	Défauts ponctuels de l'émetteur N3+ en face arrière	161
V.2.1.2	Défauts ponctuels de l'émetteur N1+ en face avant	162
V.2.2	Défauts d'interface du contact métal semi-conducteur	163
V.2.2.1	Défauts d'interface du silicium	163
V.2.2.2	Défauts d'interface avec le métal	163
V.2.3	Déverminage des composants	163
V.3	Améliorations au niveau de l'application	164
V.4	Méthodologie d'analyse des défaillances	165
V.4.1	Environnement expérimental	165
V.4.2	Les tests de laboratoire	165
V.4.3	Tests accélérés qualitatifs	166
V.4.4	Les modes de défaillance	166
V.4.5	Fiabilité : tests accélérés quantitatifs	166
V.4.6	Mécanisme de dégradation	167
V.4.7	Procédure d'analyse	168
Conclusion		170
Références		173
Annexes		177
A	Généralités sur les structures TRIACs	179
A.1	Technologies de fabrication des TRIACs	179
A.1.1	Technologie MESA	179
A.1.2	Technologie TOP	181
A.2	Caractéristiques statiques d'un TRIAC	183
A.2.1	Caractéristique $I_A (V_{AK})$	183
A.2.2	Caractéristique statique $I_G (V_{GK})$	185

A.3	Amorçages par la gâchette	186
A.3.1	Quadrant Q1 (++)	186
A.3.2	Quadrant Q2 (+-)	187
A.3.3	Quadrant Q3 (--)	187
A.3.4	Quadrant Q4 (-+)	189
A.4	Amorçages par dV/dt	190
A.4.1	dV/dt statique	190
A.4.2	dV/dt en commutation	191
A.5	Amorçage par retournement	192
A.6	Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q2	193
A.7	Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q3	204
B	Variation des caractéristiques électriques avec le CALC	213
C	Les tests en fiabilité	214
C.1	Les différents types de contraintes	214
C.2	Les tests standards	215
C.2.1	HTS ("High Temperature Storage")	215
C.2.2	THB ("Temperature Humidity Bias")	215
C.2.3	HTRB ("High Temperature Reverse Bias")	215
C.2.4	T/C ("Thermal Cycles")	215
C.2.5	T/S ("Thermal Shocks")	216
C.2.6	Tests d'intégrité du boîtier ("Package Tests")	216
C.3	Les tests fonctionnels	217
C.3.1	Fatigue thermique ("thermal fatigue") ou test cyclique de puissance	217
C.3.2	Courants accidentels ("repetitive surge")	217
C.3.3	Chocs thermiques par di/dt ("hammering")	217
C.4	Lois d'accélération	218
C.4.1	Loi d'Arrhenius	218
C.4.2	Loi d'Eyring	218
C.4.3	Loi de puissance inverse	218
C.4.4	Loi température humidité	218
C.4.5	Loi température – non thermique	219
D	Modèles physiques du simulateur ISE-DESSIS	220
D.1	Modèles électriques	220
D.1.1	Equation de Poisson	220
D.1.2	Equations de continuité des électrons et trous	220
D.1.3	Equations de diffusion des électrons et trous	220
D.1.4	Recombinaison – génération Shockley-Read-Hall (SRH)	220
D.1.5	Avalanche d'une jonction	221
D.2	Dépendance des modèles avec le dopage et le champ	221
D.2.1	Dépendance des durées de vie avec le dopage	221
D.2.2	Dépendance de la mobilité des porteurs avec le champ électrique	222
D.2.3	Mobilité à faible champ	222
D.2.4	Dépendance de la mobilité de volume avec le dopage	223
D.3	Dépendance des modèles avec la température	224
D.3.1	Dépendance de la mobilité avec la température	224

D.3.2	Dépendance des durées de vie avec la température	224
D.3.3	Dépendance de la concentration intrinsèque avec la température	224
D.3.4	Modèle thermodynamique	224
D.3.5	Dépendance de la conductivité thermique avec la température	225
D.3.6	Dépendance de la capacité thermique avec la température	225
E	Fichiers de simulation ISE-DESSIS	226
E.1	Fichier de commande DES.CMD	226
E.2	Fichier de la structure MDR.CMD	228
E.3	Fichiers de commande de la gâchette et du CALC	229
E.3.1	Fichier VG.PWL	229
E.3.2	Fichier VR.PWL	229
F	Fichiers de simulation ISE-SOLIDIS	230
F.1	Fichier de commande SOL.CMD	230
F.2	Fichier de la structure SOL.GRD	231
F.3	Fichier de paramètres SOL.PAR	231
F.4	Fichiers de la source de chaleur	232
F.4.1	Fichier XDIST	232
F.4.2	Fichier ZDIST	232
G	Estimation par maximum de vraisemblance	233
G.1	Script Matlab du maximum de vraisemblance	233
G.2	Script Matlab du logarithme de la vraisemblance	235
G.3	Surface de vraisemblance	235
G.4	Analyse de survie	236
H	Banc de test de fiabilité	237
H.1	Banc de commutation	237
H.2	Banc de mesure des TRIACs	238
I	Spécifications des TRIACs Z0103MA	240
J	Dimensions de la structure TRIAC Z0103MA en boîtier TO92	247

Introduction

La fiabilité d'un élément ou d'un ensemble est définie comme étant la probabilité que l'élément ou l'ensemble effectue correctement une fonction sous des conditions définies pendant un certain intervalle de temps [BAJE-99].

Par le passé, de nombreux travaux ont été consacrés à l'étude de la fiabilité des composants de puissance, et plus particulièrement la fiabilité des thyristors sous des conditions standardisées. Les tests standards de fiabilité sont basés sur les méthodes définies dans le MIL-STD (qui regroupe toutes les normes militaires de fiabilité), on peut citer quelques exemples : le stockage des composants sous une tension continue dans une atmosphère avec une température et une humidité fixées, les tests cycliques en température ou encore les chocs thermiques dans un fluide [KUO-98]. Ces tests appliquent des contraintes électriques, thermiques, mécaniques et chimiques bien déterminées sur différentes parties des composants. Ainsi, certains tests ne fatiguent que les brasures tandis que d'autres permettent de vérifier l'intégrité du boîtier. L'objectif est généralement de vérifier que les parties susceptibles de présenter une défaillance (c'est-à-dire les maillons les plus fragiles de la structure) sont capables de passer une norme donnée. Comme les tests sont normalisés, ils ne tiennent pas compte de l'utilisation des composants dans leurs applications.

En marge de la fiabilité standard, la fiabilité fonctionnelle a l'ambition de déterminer la durée de vie des composants dans leur application courante. Les contraintes sont générées par un couplage entre le circuit de commutation et le composant lui-même. La puissance électrique dissipée par le fonctionnement du composant entraîne un échauffement local qui induit des contraintes mécaniques. Les tests fonctionnels, contrairement aux tests standards, n'ont pas forcément comme objectif de solliciter les maillons les plus fragiles de la structure des composants. Il faut s'attendre par conséquent sous des conditions nominales de fonctionnement à une résistance élevée de l'échantillon sous test (durée de vie supérieure à 10^{10} cycles). D'où l'intérêt d'augmenter l'intensité de la contrainte appliquée afin de créer une accélération du phénomène de dégradation. Néanmoins, il faut que le mécanisme à l'origine de la formation des défauts ne change pas avec le facteur d'accélération et que la loi d'accélération soit correctement déterminée. Cette loi permet d'obtenir par extrapolation la durée de vie des composants sous des conditions nominales à partir des résultats des tests accélérés.

Il existe trois tests de fiabilité fonctionnelle, dont la principale différence est une augmentation de la rapidité de la montée de la température qui les accompagne : les tests

cycliques en puissance, les courants accidentels et les chocs thermiques par di/dt . La complexité de ce dernier, par son aspect extrêmement transitoire, fait qu'il a été rarement étudié. Ainsi les mécanismes de dégradation sont mal connus, les lois d'accélération sont empiriques et la nature même des défauts est inconnue [SOMO-93]. Dans de telles conditions, il fut indispensable de définir une méthodologie rigoureuse d'approche du phénomène de dégradation par application d'un fort di/dt . L'ordre des chapitres reflète cette méthodologie adaptée.

Les finalités de cette étude sont multiples : d'abord l'identification des contraintes et des défaillances susceptibles d'intervenir dans les composants étudiés, puis la connaissance des mécanismes physiques d'initiation des dégradations.

Le premier chapitre présente l'environnement expérimental. Les TRIACs, qui font partie de la famille des thyristors, sont des composants bipolaires de puissance utilisés en tant qu'interrupteurs bidirectionnels en tension et en courant. Dans des applications typiques telles que les gradateurs, la décharge de la capacité du circuit de protection provoque un fort di/dt à la fermeture. Nous présentons la technologie du composant, le circuit de test accéléré utilisé en fiabilité ainsi que la contrainte générée par le couplage entre le circuit et le composant.

L'évolution de la dégradation des TRIACs peut être suivie par l'intermédiaire de la mesure de ces caractéristiques électriques (les courants de fuite notamment). L'étude des modes de défaillance électrique est l'objet du deuxième chapitre. Nous analysons également les modes de défaillance physique observés après ouverture chimique des composants : des sections transversales montrent la présence de fissures et de fusions localisées près de la surface de la puce de silicium.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des mécanismes de dégradation qui sont à l'origine des défauts. Les simulations thermoélectriques prennent en compte le circuit extérieur et montrent un point chaud localisé dans le substrat pendant la fermeture du TRIAC. Les simulations thermomécaniques permettent, à partir des élévations de température, de calculer une carte des dilatations et des contraintes mécaniques. Un modèle est proposé pour déterminer la durée de vie des composants.

Le quatrième chapitre est consacré à la fiabilité des TRIACs par chocs thermiques pour différentes valeurs du di/dt . Nous avons obtenu les lois de probabilité pour différentes intensités du di/dt et vérifié qu'elles suivent la loi de Weibull. La représentation des durées de vie de Weibull en fonction de la contrainte di/dt appliquée permet de vérifier le modèle de la loi d'accélération. Nous avons ainsi déterminé la durée de vie pour un di/dt nominal.

Des solutions de durcissement aux chocs thermiques par di/dt , ainsi qu'une méthodologie générale d'étude des défaillances sont proposées dans le cinquième et dernier chapitre.

Chapitre I Environnement expérimental

CHAPITRE I	ENVIRONNEMENT EXPERIMENTAL	3
I.1	Présentation des structures thyristors et TRIACs	5
I.1.1	Le thyristor	5
I.1.2	Le TRIAC	7
I.1.3	Applications du TRIAC	9
I.1.3.1	Réglage de phase	9
I.1.3.2	Gradateur	10
I.1.3.3	Relais statique	12
I.1.4	Conclusion	12
I.2	Présentation de l'environnement de test	14
I.2.1	Description des TRIACs utilisés	14
I.2.1.1	Technologie de fabrication	14
I.2.1.2	Caractéristiques électriques	15
I.2.2	Circuit de test	16
I.2.2.1	Cahier des charges	16
I.2.2.2	Générateur d'impulsions	16
I.2.2.3	Platine de commutation	17
I.2.3	Conclusion	20
I.3	Présentation de la contrainte appliquée	21
I.3.1	Environnement de simulation	21
I.3.1.1	Le circuit de commutation	21
I.3.1.2	Optimisation de la simulation	21
I.3.1.3	Structure simulée du TRIAC dans les quadrants Q1 & Q2	22
I.3.1.4	Structure simulée du TRIAC dans les quadrants Q3 & Q4	23
I.3.2	Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q2	25
I.3.3	Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q3	29
I.3.4	Conclusion	34

On peut voir trois principaux objets dans l'étude de la vérité : l'un, de la découvrir, quand on la cherche, de la démontrer, quand on la possède, le dernier, de la discerner d'avec le faux quand on l'examine.

Blaise Pascal

Philosophe et mathématicien français

"De l'esprit de géométrie et de l'art de persuader"

La fiabilité fonctionnelle a l'ambition de déterminer la durée de vie des composants dans leurs applications courantes. Pour atteindre cet objectif, plusieurs études préalables sont nécessaires :

- Etude du mécanisme de commutation et des applications usuelles du composant.
- Etude des contraintes générées par le fonctionnement du composant dans son application.
- Etude d'un circuit de test capable de reproduire les contraintes, mais de manière accélérée et contrôlée.

I.1 Présentation des structures thyristors et TRIACs

I.1.1 Le thyristor

Le premier dispositif semiconducteur à quatre couches PNPN a été conçu par W.S. Shockley en 1950. En 1956, Moll et al. [MOLL-56] présentent les propriétés de commutation d'un tel dispositif fabriqué avec le matériau silicium. Puis, le thyristor a connu un développement important et a donné naissance à une gamme de composants travaillant sur le même principe: thyristors à jonction de gâchette et à gâchette éloignée, GTO, MCT...

Fondamentalement le composant PNPN est constitué de quatre couches semiconductrices alternativement de type N et de type P séparées par trois jonctions et présentant deux électrodes de puissance l'anode et la cathode et une électrode de commande la gâchette (figure I-1).

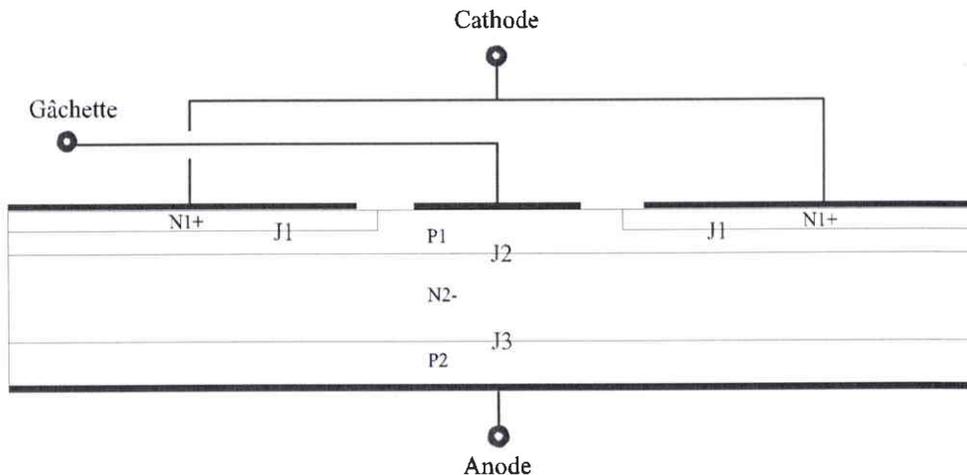


Fig. I-1. Structure multicouche d'un thyristor.

Lorsqu'un potentiel négatif est appliqué à l'anode par rapport à la cathode, les jonctions J1 et J3 sont polarisées en inverse et supportent la tension. Le courant traversant la structure a une intensité très faible. C'est le régime bloqué inverse pour lequel la limite en tension est associée soit au mécanisme de multiplication par avalanche, soit au percement.

Lorsque le potentiel de l'anode est positif par rapport à la cathode, le thyristor peut se trouver dans deux états électriques différents :

- le régime direct bloqué correspond aux jonctions J1 et J3 polarisées en direct tandis que J2 est polarisée en inverse et supporte la tension appliquée. L'intensité du courant qui traverse la structure est faible.
- le régime direct passant correspond à un état dans lequel le thyristor présente une impédance faible. Les trois jonctions J1, J2 et J3 sont polarisées en direct. Le passage du courant est lié à l'existence d'une charge stockée de porteurs minoritaires dans les bases P et N. Si cette charge décroît au-dessous d'un certain seuil, qui correspond au courant de maintien I_H , la jonction J2 se bloque et le composant commute dans le régime précédent. La figure I-2 représente la caractéristique d'un thyristor obtenue au traceur de courbes.

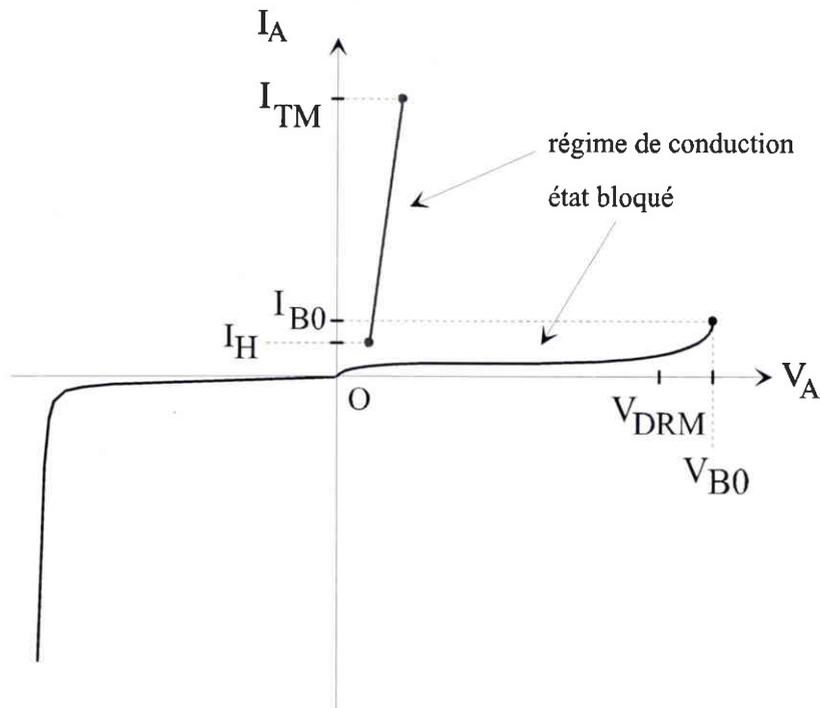


Fig. I-2. Caractéristique $I_A(V_{AK})$ d'un thyristor.

V_{B0} est la tension de retournement (passage de l'état bloqué à l'état passant).

V_{DRM} est la tension maximale répétitive en direct que le thyristor peut supporter sans se retourner.

I_H est le courant de maintien : courant minimal pour lequel le thyristor reste amorcé.

I.1.2 Le TRIAC

Le TRIAC (TRIode for Alternative Current) est comme le thyristor un commutateur à amorçage (ou fermeture) commandé et blocage (ou ouverture) naturel par "zéro" de courant. Composé de deux thyristors en anti-parallèle, il possède la faculté de laisser passer le courant mais aussi de bloquer la tension dans les deux sens : il est à ce titre un commutateur bidirectionnel utilisé dans la réalisation d'interrupteurs statiques pour l'alternatif ou de gradateurs.

La structure et la géométrie décrites par Gentry [GENT-65] sont données sur la figure I-3. Le TRIAC est constitué de trois couches P1, N2 et P2. Des zones N1 sont diffusées dans la couche P1 pour former le thyristor de puissance TH1 (constitué par P2 N2 P1 N1), d'anode P2 et de cathode N1. Des zones N3 sont diffusées dans la couche P2 pour former le thyristor de puissance TH2 (constitué par P1 N2 P2 N3), d'anode P1 et de cathode N3. Un thyristor auxiliaire, qui peut être appelé thyristor pilote, est constitué par les couches P2 N2 P1 N4.

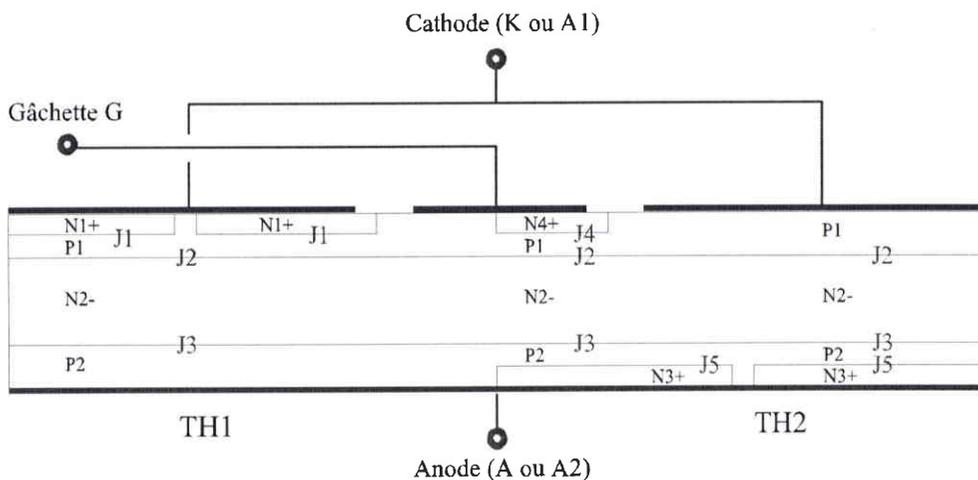


Fig. I-3. Structure multicouche du TRIAC.

Il est important de remarquer, qu'il n'y a qu'une gâchette pour commander les deux thyristors. La gâchette est toujours référencée par rapport à l'électrode A1 et de cette façon la symétrie de la structure des deux électrodes n'identifie pas forcément leur rôle dans le fonctionnement du TRIAC. L'électrode A1 est habituellement nommée cathode du TRIAC (même si elle joue le rôle d'anode pour le thyristor TH2) et l'électrode A2 est nommée anode du TRIAC (même si elle joue le rôle de cathode pour le thyristor TH2). Le schéma de la figure I-4 représente le symbole électrique du TRIAC.



Fig. I-4. Symbole électrique du TRIAC.

La figure I-5 représente la caractéristique statique d'un TRIAC au traceur de courbes.

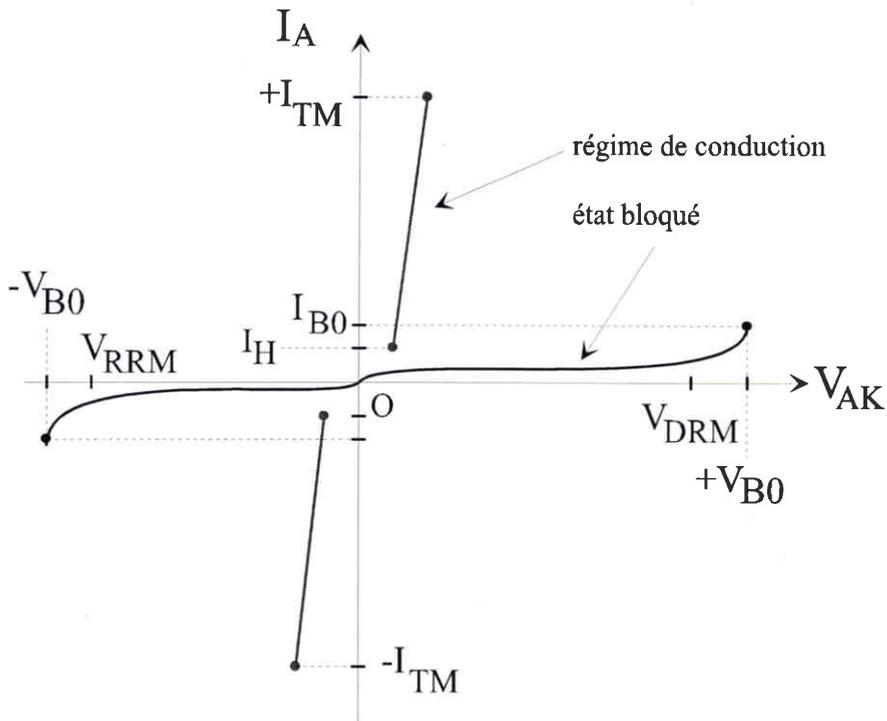


Fig. I-5. Caractéristique $I_A(V_{AK})$ d'un TRIAC.

Le TRIAC peut être amorcé par la gâchette dans les quatre quadrants (tableau I-1). Comme le TRIAC est conçu pour fonctionner sur une tension alternative, il s'amorce soit dans les quadrants Q1 et Q3, soit dans les quadrants Q2 et Q3. Le TRIAC est rarement utilisé dans le quadrant Q4.

Modes :	Tensions :
Quadrant Q1	$V_{AK} > 0$ et $V_{GK} > 0$
Quadrant Q2	$V_{AK} > 0$ et $V_{GK} < 0$
Quadrant Q3	$V_{AK} < 0$ et $V_{GK} < 0$
Quadrant Q4	$V_{AK} < 0$ et $V_{GK} > 0$

Tab. I-1. Quadrants d'amorçage d'un TRIAC.

I.1.3 Applications du TRIAC

I.1.3.1 Réglage de phase

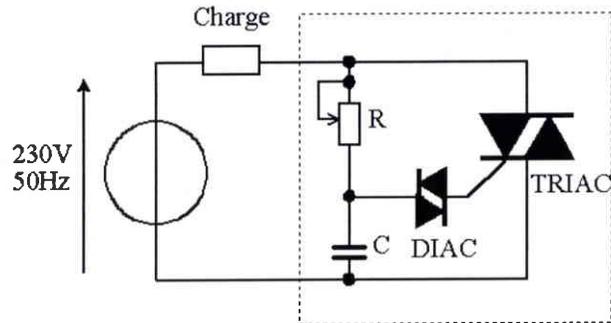


Fig. I-6. Circuit simple de réglage de phase par DIAC-TRIAC.

La figure I-6 montre un des plus simples circuits de commande de TRIACs : seulement quatre composants sont requis [HEUW-72] [DATT-91]. Une résistance ajustable R et un condensateur C permettent de régler l'angle de phase. Quand la tension aux bornes du condensateur atteint la tension de seuil du DIAC (qui a une caractéristique non linéaire qui change brusquement vers plus ou moins 32V), le condensateur se décharge partiellement dans la gâchette du TRIAC. Cette impulsion de gâchette amorce le TRIAC qui reste fermé jusqu'à ce que le courant d'anode s'annule.

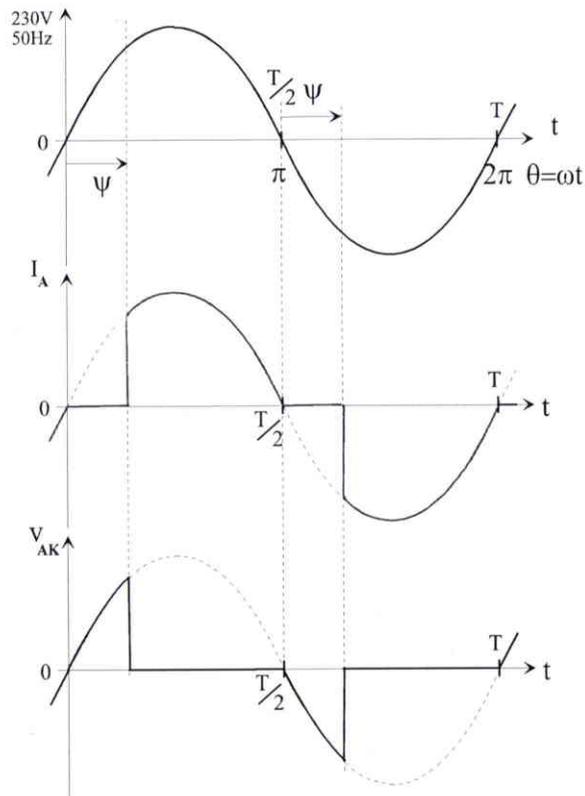


Fig. I-7. Oscillogrammes de commutation du TRIAC.

La figure I-7 montre les oscillogrammes de commutation du TRIAC. Le condensateur C est chargé rapidement quand la résistance R du potentiomètre est faible; le TRIAC commute alors avec un angle de phase ψ faible et le maximum de puissance est appliqué à la charge. Quand la résistance R du potentiomètre est élevée, la tension de seuil du DIAC est atteinte plus tard et le TRIAC commute avec un angle de phase proche de la demi-sinusoïde, un minimum de puissance est appliqué à la charge. Le TRIAC commute dans le quadrant Q1 quand la tension est positive et dans le quadrant Q3 quand la tension est négative. La commutation du TRIAC dans les quadrants Q1 et Q3 est un mode économique de fonctionnement.

I.1.3.2 Gradateur

La figure I-8 montre le circuit d'un gradateur commercial à TRIAC. Comme dans le circuit de réglage de phase, le TRIAC est amorcé par le DIAC dans les quadrants Q1 et Q3 et permet de régler la puissance appliquée à la charge (ampoule ou moteur).

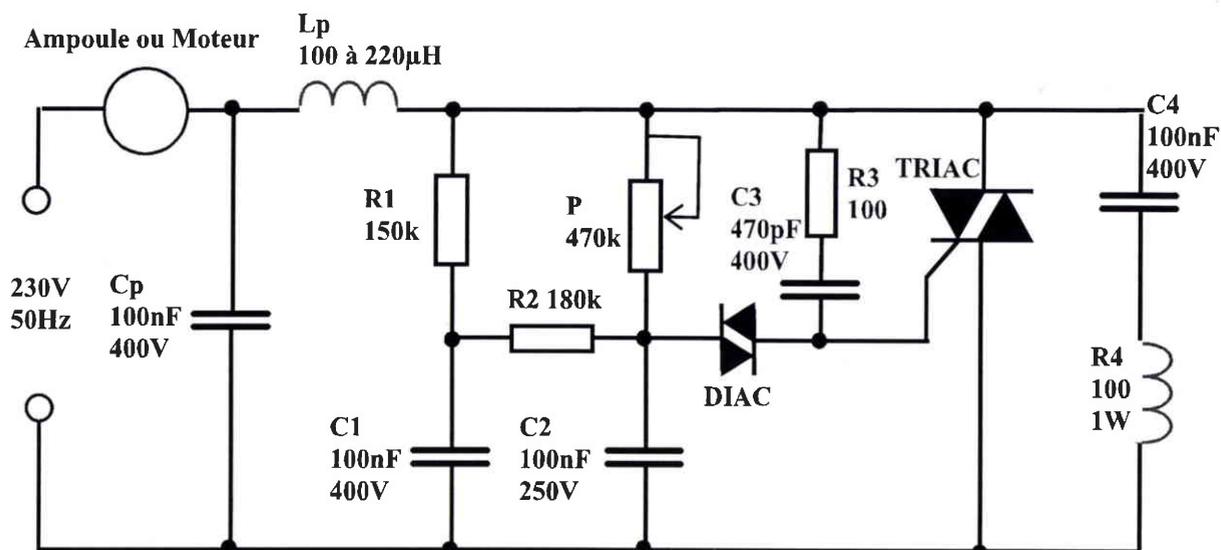


Fig. I-8. Gradateur à TRIAC.

Le circuit R4-C4 mis en parallèle avec le TRIAC est couramment appelé CALC (circuit d'aide à la commutation) ou "Snubber". Il permet de protéger le TRIAC contre les forts dV/dt du secteur qui pourraient amorcer de façon intempestive le composant. Cependant, le CALC provoque une augmentation rapide du courant à la fermeture car le condensateur C4 se décharge à travers R4 dans le TRIAC. La montée du courant du TRIAC est imposée par la composante inductive du CALC et la valeur crête est déterminée par la résistance R4.

La mesure de l'oscillogramme de commutation du TRIAC du gradateur dans le quadrant Q1 (figure I-9) montre un courant crête de 3,4 A avec une vitesse de croissance du courant di/dt

de $60\text{A}/\mu\text{s}$. L'oscillogramme de commutation du TRIAC dans le quadrant Q3 (figure I-10) montre un courant crête de $-3,5\text{ A}$ avec un di/dt de $-80\text{ A}/\mu\text{s}$. Le TRIAC utilisé sur le gradateur est un BTA16 600B (16A et 600V) qui, d'après les spécifications, a un di/dt critique de $50\text{ A}/\mu\text{s}$ [BTxx-00]. On peut supposer que le di/dt appliqué est tout à fait capable de provoquer la dégradation du composant.

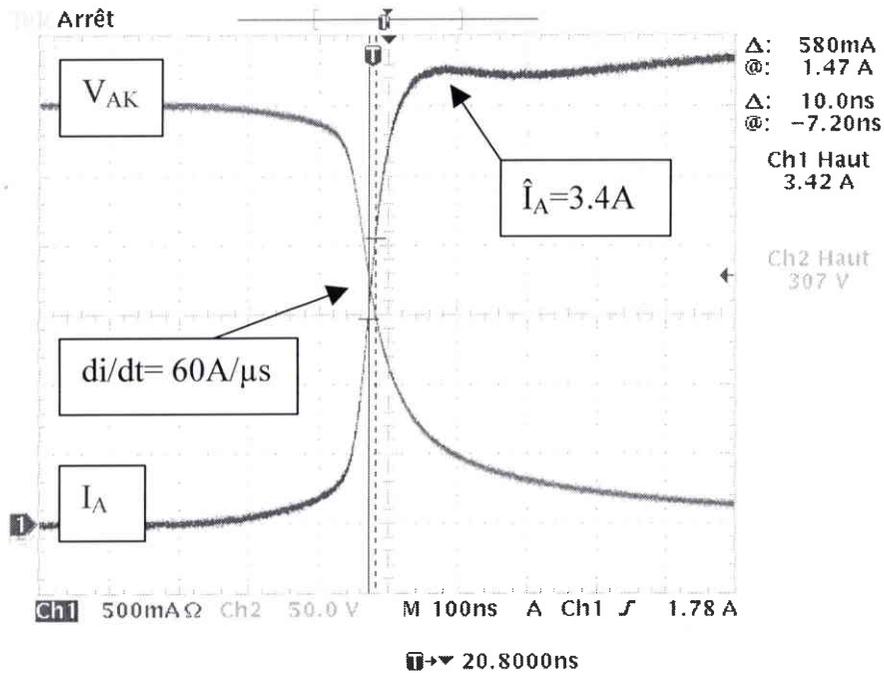


Fig. I-9. Fermeture du TRIAC dans le quadrant Q1.

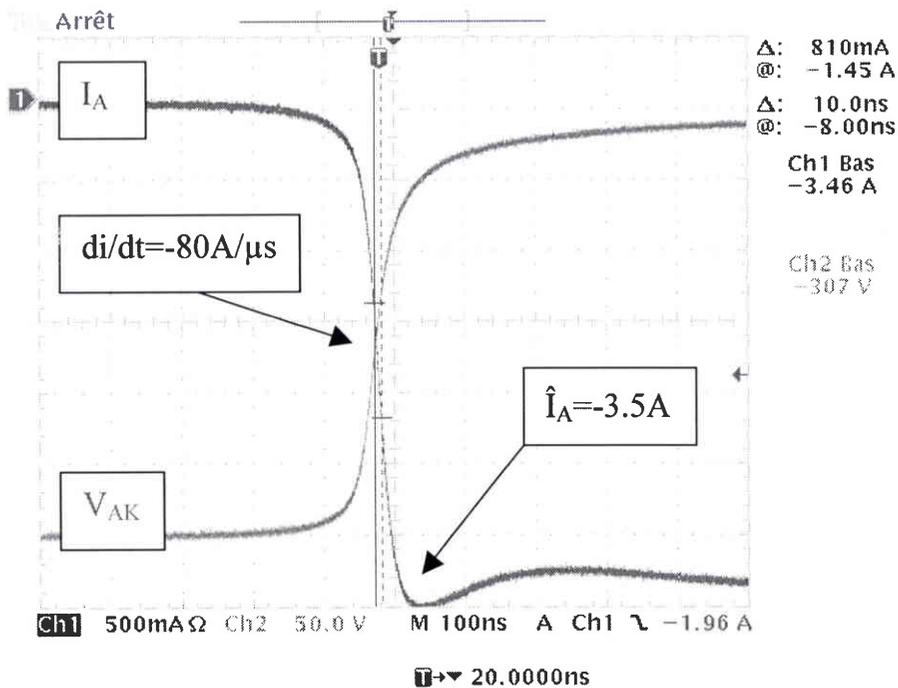


Fig. I-10. Fermeture du TRIAC dans le quadrant Q3.

I.1.3.3 Relais statique

Le TRIAC peut être utilisé pour remplacer avantageusement les relais électromécaniques classiques. Généralement plus robuste et compact qu'un contacteur mécanique, le TRIAC offre en plus les avantages d'être rapide et d'être dépourvu des problèmes de rebond à la commutation. Un arrangement typique du TRIAC en tant que relais statique est représenté sur la figure I-11 [CORN-80].

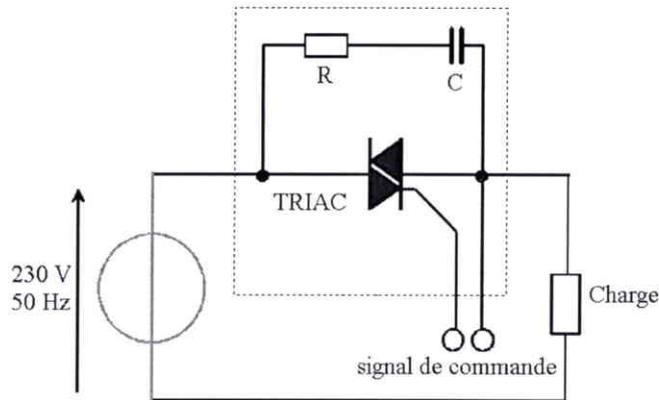


Fig. I-11. Relais statique.

Lorsqu'un signal de commande est appliqué sur la gâchette, le TRIAC voit la décharge du condensateur du CALC. Le signal de commande peut provenir d'un microcontrôleur, comme le montre l'application de la figure I-12 [SIEM].

Le courant de gâchette négatif issu de la broche 8 du microcontrôleur déclenche le TRIAC dans le quadrant Q2 ou Q3. Il est nécessaire dans ce cas d'utiliser des TRIACs sensibles, c'est-à-dire s'amorçant avec un faible courant de gâchette.

I.1.4 Conclusion

Dans une utilisation typique des TRIACs moyenne puissance, telle que le gradateur, le circuit de protection contre les forts dV/dt (CALC) fait que le TRIAC voit à chaque fermeture un di/dt relativement élevé. Pour reprendre une analogie de J. Arnould [ARNO-92], le CALC devient en fait un CALD (circuit d'aide à la destruction!).

Il s'agit maintenant de se définir un environnement de laboratoire constitué du composant sous test et du circuit de génération de la contrainte électrique, le di/dt à la fermeture.

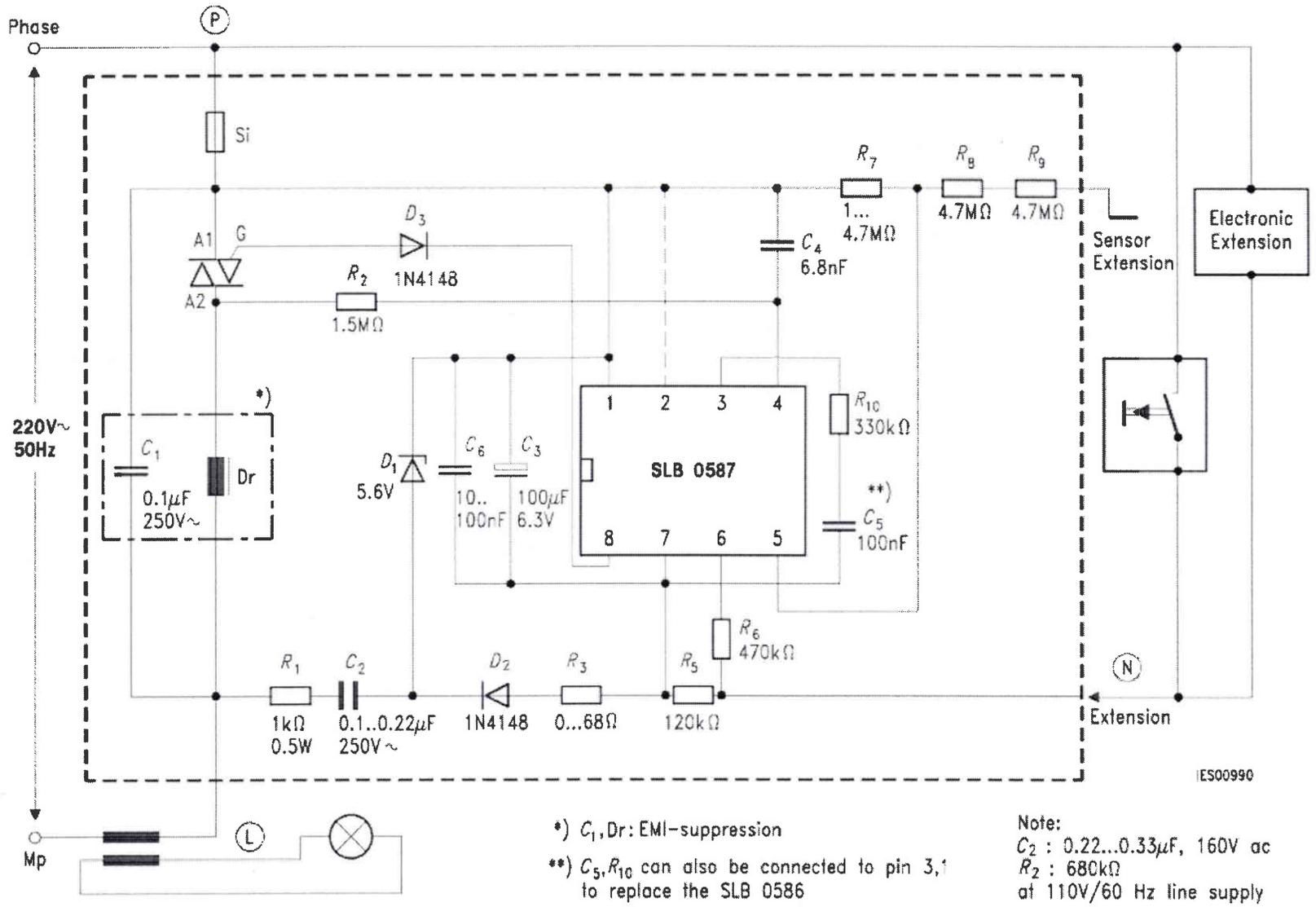


Fig. I-12. Commande de la phase d'une charge par microcontrôleur.

I.2 Présentation de l'environnement de test

I.2.1 Description des TRIACs utilisés

I.2.1.1 Technologie de fabrication

Les TRIACs étudiés sont des Z0103MA de STMicroelectronics. Ce sont des TRIACs de technologie TOP-glass en boîtier TO92 (annexes I et J). La figure I-13 montre la structure complète d'un TRIAC TOP-glass [DICE-95].

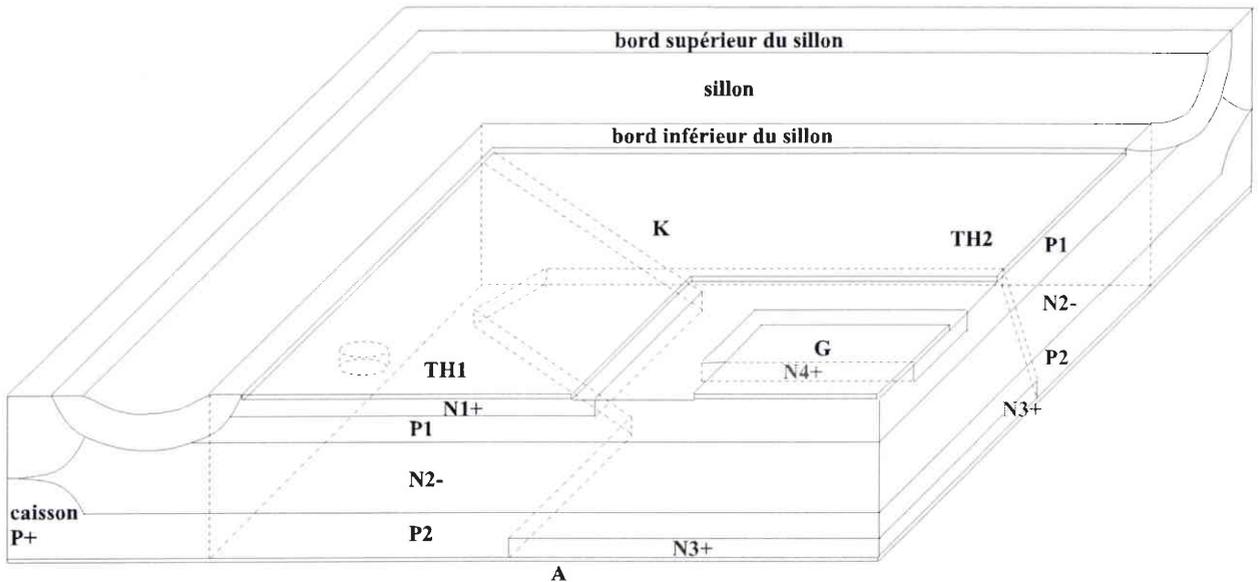


Fig. I-13. TRIAC TOP-glass.

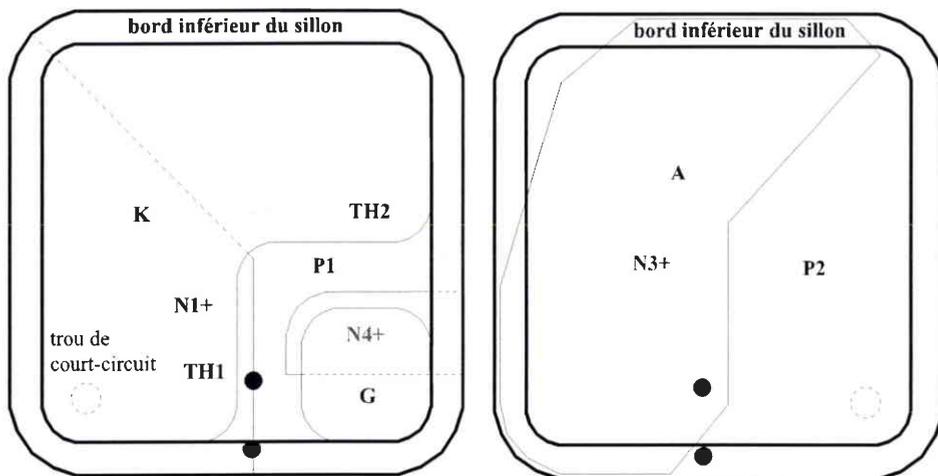


Fig. I-14. Vue de dessus (gauche) et vue de dessous (droite) du TRIAC TOP-glass.

La structure est constituée du thyristor de puissance P2 N2 P1 N1 (TH1) qui est amorcé dans les quadrants Q1 et Q2, et du thyristor de puissance P1 N2 P2 N3 (TH2) qui est amorcé dans les quadrants Q3 et Q4. Le thyristor TH1 présente un trou de court-circuit dans l'émetteur N1+.

L'amorçage se fait grâce à la zone de gâchette. Un sillon rempli de verre permet de passiver la jonction N2-P1. Un caisson de type P ferme la structure aux limites.

La figure I-14 montre la structure vue de dessus ainsi que la vue de dessous. Seule la partie inférieure du sillon est représentée. Pour avoir une meilleure idée de la position des jonctions, deux repères (points noirs) ont été placés sur la vue de dessus. L'image de ces deux points a été reportée en face arrière.

1.2.1.2 Caractéristiques électriques

Les Z0103MA sont des composants de petite/moyenne puissance : $I_{T(RMS)}=1A$ et $V_{DRM/RRM}=\pm 600 V$ [Z01x-00] (annexe I). Ce sont des composants sensibles, ils peuvent être amorcés dans les quatre quadrants avec un courant de gâchette faible : $I_{GT} = 3 mA$ dans les quadrants Q1, Q2, Q3 et $I_{GT} = 5 mA$ dans le quadrant Q4. De par leurs caractéristiques, les TRIACs Z0103MA conviennent parfaitement à une utilisation du type commande de puissance par un microcontrôleur. Le microcontrôleur envoie un courant de gâchette négatif sur le TRIAC, ce qui fait que le composant sera uniquement amorcé dans les quadrants Q2 et Q3.

Il est intéressant de voir dans les spécifications données par le constructeur que ces TRIACs présentent un di/dt critique à la fermeture particulièrement faible de $20 A/\mu s$ [Z01x-00]. C'est d'ailleurs pour cette raison que nous avons choisi les Z01 au lieu d'une autre famille de TRIACs car nous pensions qu'il serait aisé d'en étudier les limites. Néanmoins, il s'est avéré que cette donnée est difficilement exploitable car trop pessimiste :

- La tenue au di/dt est différente dans chaque quadrant du TRIAC (non précisé dans les spécifications).
- Aucune précision n'est donnée sur la durée de vie des TRIACs soumis au di/dt critique indiqué ainsi que le nombre de composants dégradés. Ces deux indications sont pourtant absolument indispensables dans le cadre d'une étude quantitative de fiabilité.
- Le di/dt critique a été mesuré à une fréquence de 120 Hz (contrairement au 50 Hz du secteur).
- Le di/dt critique a été donné à une température de $125^{\circ}C$, ce qui correspond à un environnement de fonctionnement le plus défavorable possible (afin de rassurer les clients). La température étant un facteur d'accélération des défaillances très important, la seule affirmation raisonnable que l'on peut faire est que le di/dt critique à température ambiante sera supérieur à la valeur de $20 A/\mu s$ donnée.

I.2.2 Circuit de test

I.2.2.1 Cahier des charges

A partir de toutes les carences que nous avons montrées précédemment, il a été indispensable de préciser le circuit de test pour atteindre les objectifs suivants :

- Amorçage dans un seul quadrant à la fois;
- Possibilité de faire varier le nombre de commutations que subissent les TRIACs;
- Amorçage à 50 Hz;
- Possibilité de faire varier le di/dt appliqué aux TRIACs;
- Possibilité de faire varier le courant de gâchette.

Le banc de commutation est subdivisé en deux parties distinctes, une partie commande pour la génération des impulsions et une partie puissance supportant quarante TRIACs (figure I-15 et annexe H.1).

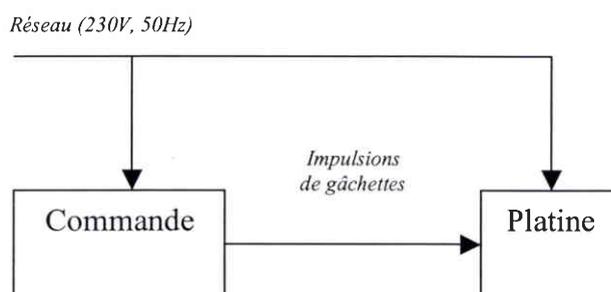


Fig. I-15. Synoptique général.

I.2.2.2 Générateur d'impulsions

Le montage utilisé doit pouvoir synchroniser l'amorçage des TRIACs sur la crête de la tension et permettre de tester les composants dans chaque quadrant de façon indépendante. Les impulsions de gâchette peuvent être positives ou négatives : $V_G = \pm 20 \text{ V}$. Il est possible de régler la synchronisation par rapport au secteur ainsi que la durée de chaque impulsion.

Le circuit pilote doit permettre d'amorcer plusieurs TRIACs en parallèle afin de compenser la durée des essais. Nous avons choisi de prendre comme taille d'échantillon 40 TRIACs, ce qui est largement suffisant.

Un compteur permet de calculer le nombre de commutations des TRIACs pour pouvoir déterminer la durée de vie des pièces défaillantes. La gestion du nombre d'impulsions a été réalisée à l'aide de bascules D.

Une impulsion de gâchette est représentée sur les oscillogrammes de la figure I-16.

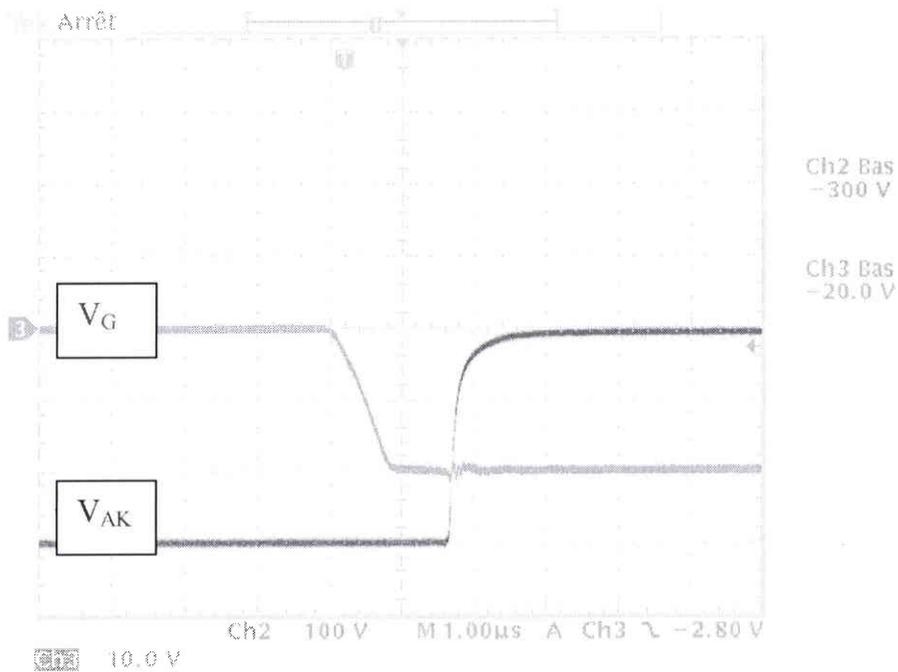


Fig. I-16. Impulsion négative de gâchette de -20 V.

I.2.2.3 Platine de commutation

La cellule élémentaire de commutation par di/dt est représentée sur la figure I-17. La platine de commutation est constituée de quarante cellules similaires qui fonctionnent en parallèle. Le principe du circuit est d'imposer un pic de courant par la décharge du condensateur C_{sb} à travers une faible résistance R_s lors de la fermeture du TRIAC. La résistance du CALC permet de commander le di/dt et le courant crête appliqué au TRIAC.

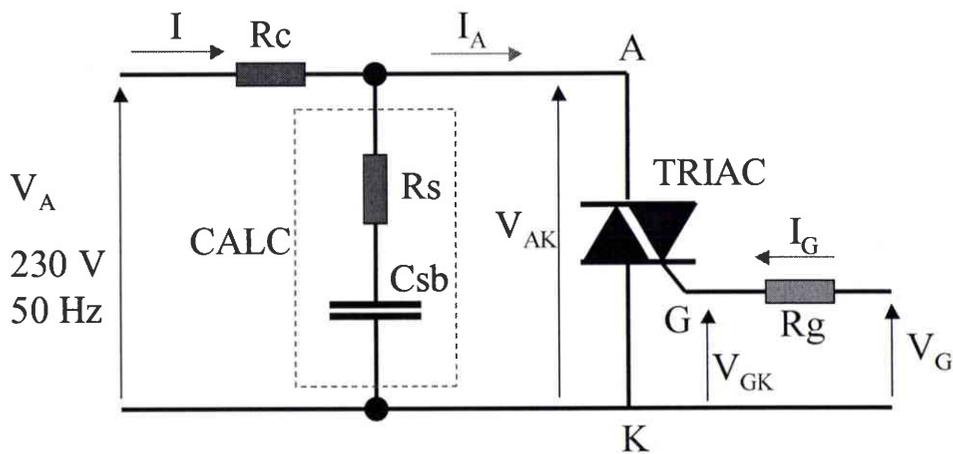


Fig. I-17. Cellule élémentaire de commutation par di/dt.

Les figures I-18 et I-19 montrent les oscillogrammes de commutation obtenus dans le quadrant Q2 avec un CALC de résistance $R_s = 39 \Omega$, de condensateur $C_{sb} = 47 \text{ nF}$ et une tension avant fermeture $V_A = 300\text{V}$. Le di/dt vaut $70 \text{ A}/\mu\text{s}$ avec un courant crête de 6 A . La pente di/dt est mesurée sur le second tiers de la montée du courant d'anode.

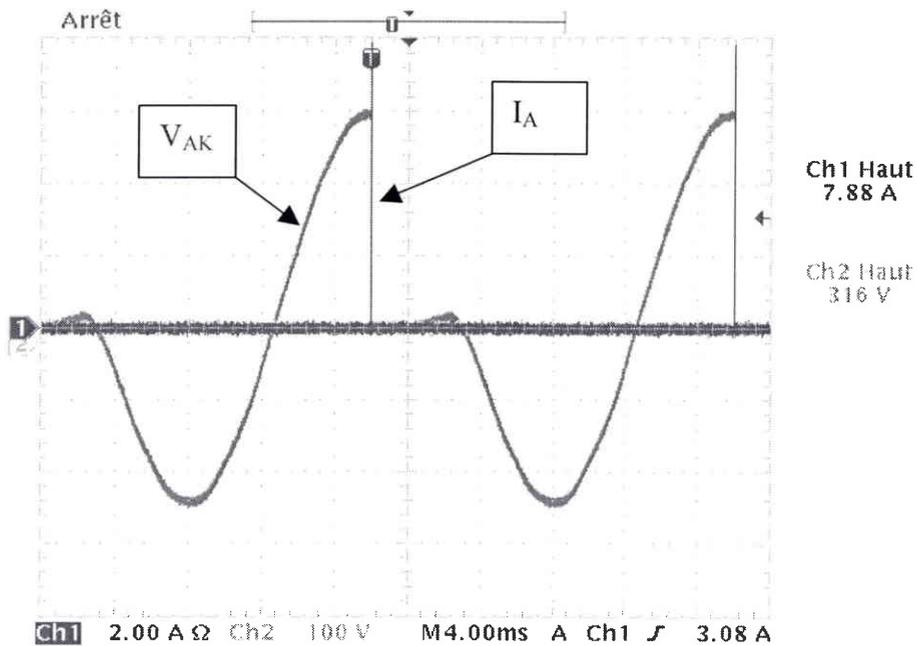


Fig. I-18. Commutation à la crête de tension positive (Q2).

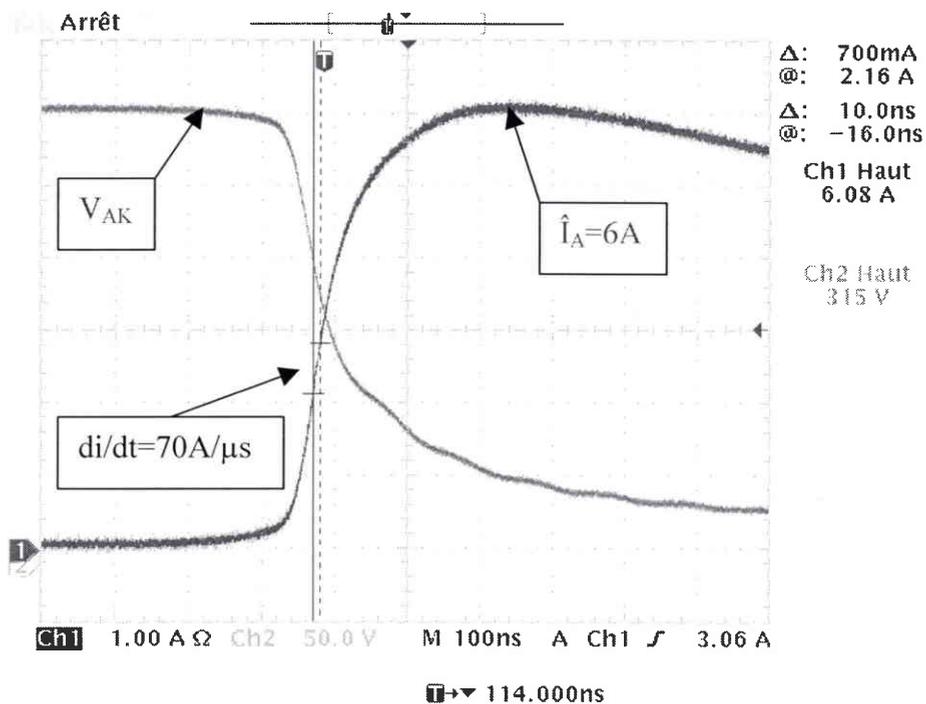


Fig. I-19. Détail de la fermeture : pente de courant de $70 \text{ A}/\mu\text{s}$ & courant crête de 6 A (Q2).

Les figures I-20 et I-21 montrent les oscillogrammes de commutation obtenus dans le quadrant Q3 avec un CALC de résistance $R_s = 18 \Omega$, de condensateur $C_{sb} = 47 \text{ nF}$ et une tension avant fermeture $V_A = -300\text{V}$. Le di/dt vaut $-150 \text{ A}/\mu\text{s}$ avec un courant crête de -12 A .

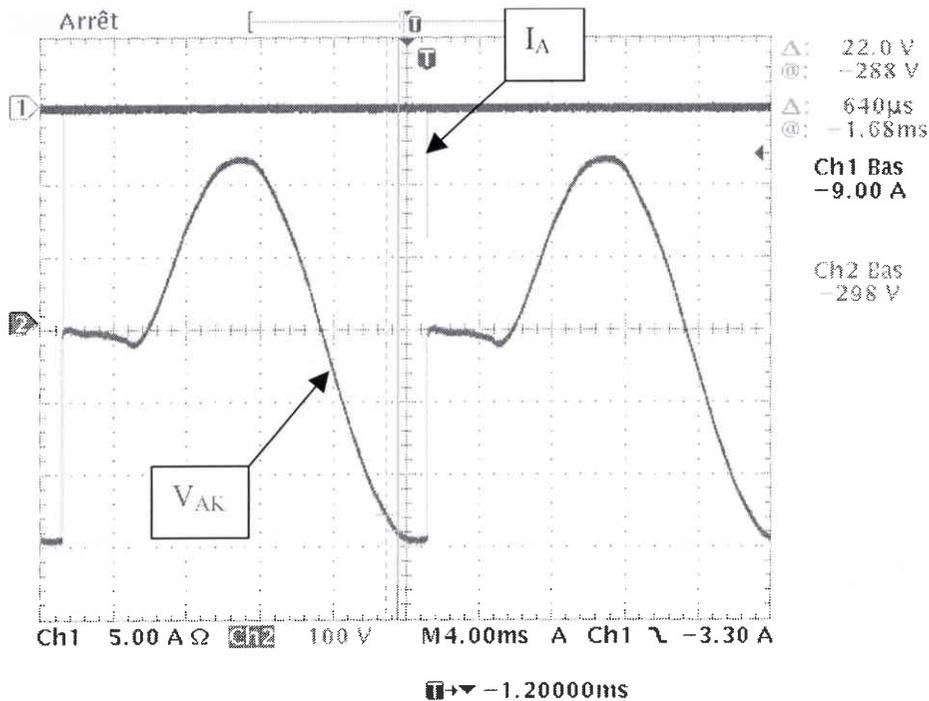


Fig. I-20. Commutation à la crête de tension négative (Q3).

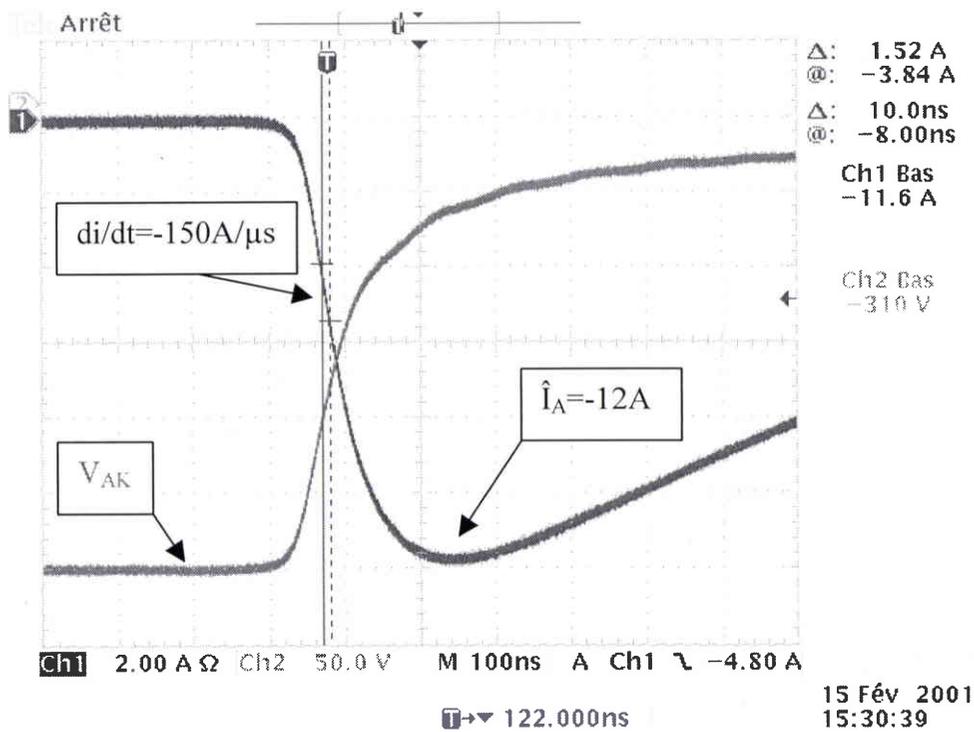


Fig. I-21. Détail de la fermeture : pente de courant de $-150 \text{ A}/\mu\text{s}$ & courant crête de -12 A (Q3).

La valeur crête est déterminée par la résistance R_s , et on a (si on néglige la résistance dynamique du TRIAC) :

$$\hat{I}_A \approx \frac{V_A}{R_s} \quad (I.1)$$

La montée du courant est imposée par la composante inductive du circuit, c'est-à-dire les câblages, le condensateur C_{sb} et le TRIAC. L'annexe B montre la variation du di/dt et du courant crête avec la résistance R_s .

I.2.3 Conclusion

Nous avons défini un circuit de commutation simple, capable de fournir grâce à la décharge du condensateur du CALC à travers une résistance une contrainte électrique en di/dt ajustable. Le générateur d'impulsions permet de choisir le quadrant d'amorçage des TRIACs ainsi que le nombre de cycles de commutation qu'ils doivent subir.

Afin de localiser les régions soumises aux contraintes générées par un fort di/dt à la fermeture dans la structure des TRIACs, nous proposons d'en faire une simulation sous le logiciel ISE.

I.3 Présentation de la contrainte appliquée

I.3.1 Environnement de simulation

I.3.1.1 Le circuit de commutation

Le logiciel DESSIS développé par ISE [ISE-00] permet en utilisant le "mode mixte" de coupler le fonctionnement électrique du circuit de commande et de puissance avec le fonctionnement du TRIAC. Le circuit extérieur du TRIAC de la figure I-22 est simulé à la manière d'un fichier Spice. Le CALC est constitué par le condensateur $C_{sb} = 47 \text{ nF}$ et la résistance R_s . L'inductance L_s a été fixée pour obtenir une pente de courant proche de la mesure. Une impulsion de tension $V_G = \pm 20\text{V}$ (selon le quadrant) amorce le TRIAC avec un courant de gâchette de $\pm 6 \text{ mA}$ (deux fois I_{GT}) par l'intermédiaire de la résistance $R_g = 3300 \Omega$. La tension V_A est une constante qui vaut $\pm 300 \text{ V}$.

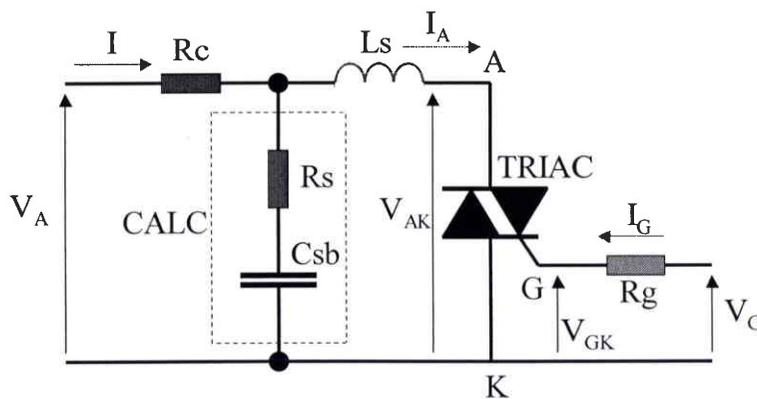


Fig. I-22. Circuit de commutation simulé.

I.3.1.2 Optimisation de la simulation

L'inconvénient de ce circuit est qu'il faut "attendre" que le condensateur C_{sb} soit chargé pour pouvoir amorcer le TRIAC. Il faut environ une trentaine de millisecondes pour que le condensateur soit chargé, ce qui se traduit par un temps de calcul excessif du simulateur. L'optimisation du circuit consiste à pré-charger directement le condensateur C_{sb} à $\pm 300 \text{ V}$, ce qui permet de gagner un temps de calcul non négligeable. Afin d'éviter que la tension aux bornes du condensateur soit immédiatement appliquée au TRIAC, ce qui provoquerait un amorçage par fort dV/dt de la structure, la résistance R_s est variable. Initialement R_s vaut $10 \text{ M}\Omega$, au bout d'une milliseconde la tension du condensateur se retrouve entièrement aux bornes du TRIAC. Puis R_s change à sa valeur normale (une dizaine d'Ohms), et le TRIAC est amorcé par la gâchette. Le circuit simulé "optimisé" est représenté sur la figure I-23.

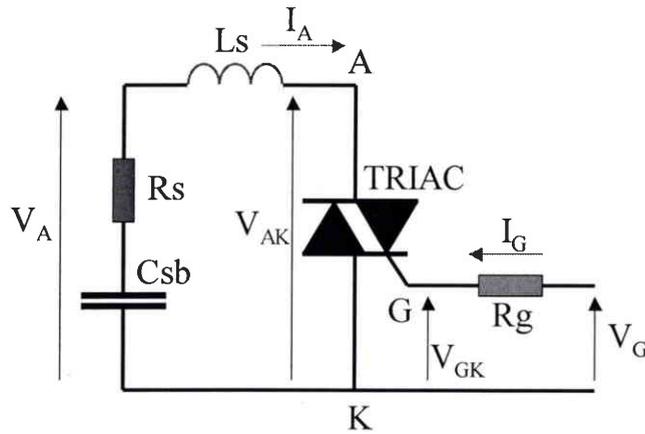


Fig. I-23. Circuit simulé optimisé.

I.3.1.3 Structure simulée du TRIAC dans les quadrants Q1 & Q2

Le TRIAC est simulé à partir de calculs par éléments finis : les équations de Poisson et de continuité sont résolues en chaque point du maillage de la structure du TRIAC. Les modèles physiques utilisés prennent en compte la dépendance de la mobilité avec le dopage et avec les champs électriques. Les recombinaisons-générations sont décrites par le modèle SRH (Shockley-Read-Hall) en prenant en compte également les recombinaisons Auger et le phénomène d'avalanche (annexes D.1 et D.2).

Il est inutile de simuler le TRIAC dans son ensemble car dans les quadrants Q1 et Q2 seule une partie de la structure est active : le thyristor TH1 et la gâchette. L'élément simulé sous ISE correspond à la coupe selon la région en pointillés de la figure I-24, ce qui donne la structure de la figure I-25. La topologie de la structure représente de manière générale un TRIAC TOP-glass dans les quadrants Q1 ou Q2. Le thyristor de puissance TH1 est constitué des couches N1+, P1, N2- et P2. Le thyristor pilote est constitué des couches N4+, P1, N2- et P2.

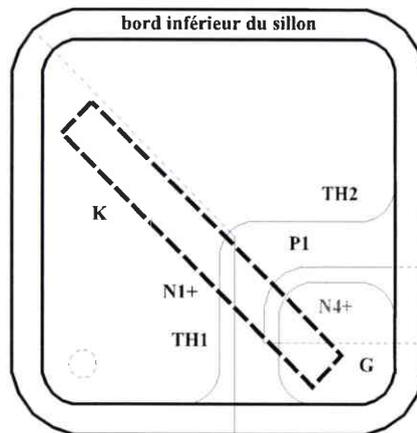


Fig. I-24. Région de coupe du TRIAC (vue de dessus) dans les quadrants Q1 & Q2.

Le maillage de la figure I-26 est constitué de 8736 nœuds. Il a été affiné dans les zones où les paramètres électriques et physiques varient rapidement. Le maillage est suffisamment fin dans le substrat de manière à couvrir les régions où existent de forts gradients du champ électrique.

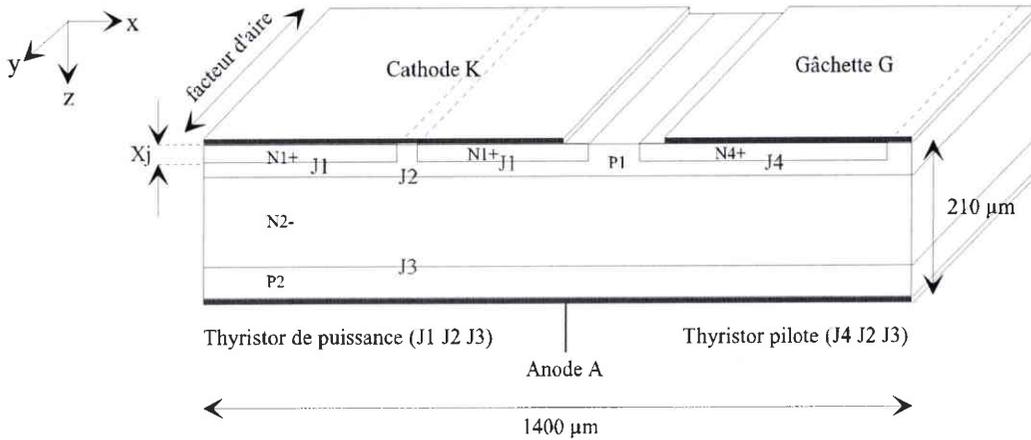


Fig. I-25. Structure 2-D du TRIAC dans les quadrants Q1 & Q2.

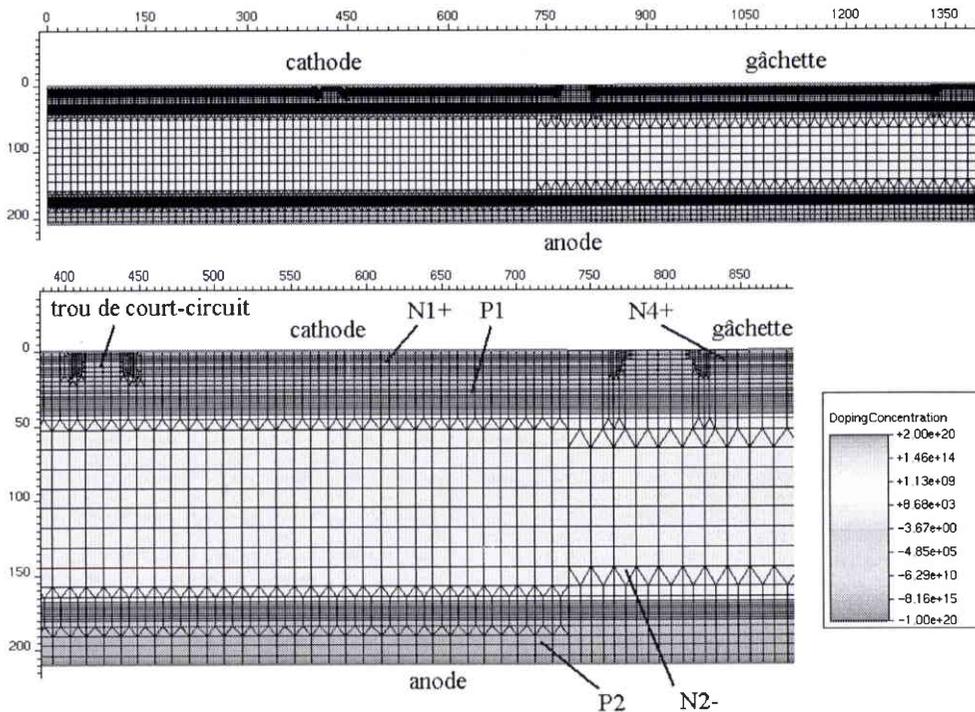


Fig. I-26. Maillage de la structure dans les quadrants Q1 & Q2.

I.3.1.4 Structure simulée du TRIAC dans les quadrants Q3 & Q4

Dans les quadrants Q3 et Q4, la partie active du TRIAC est constituée par le thyristor de puissance TH2 et la gâchette. L'élément simulé sous ISE correspond à la coupe selon la région en pointillés de la figure I-27, ce qui donne la structure de la figure I-28. Le thyristor de puissance TH2 est constitué des couches N3+, P2, N2- et P1.

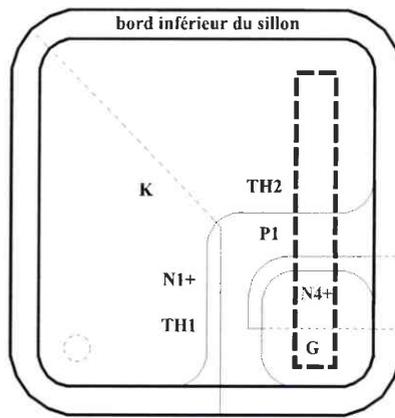


Fig. I-27. Région de coupe du TRIAC (vue de dessus) dans les quadrants Q3 & Q4.

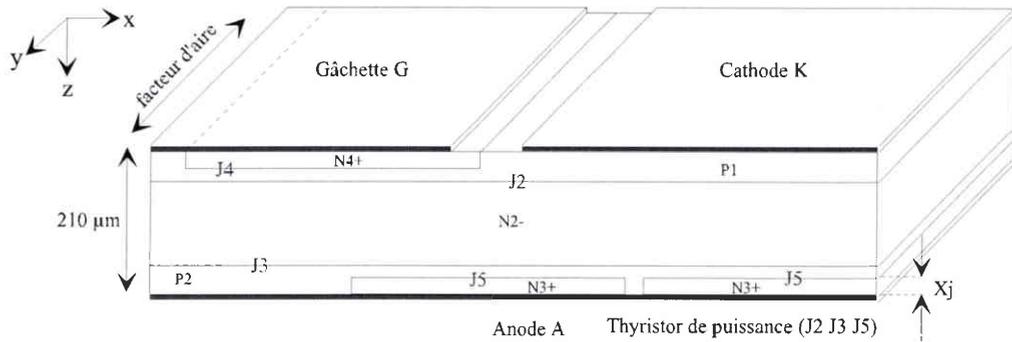


Fig. I-28. Structure 2-D du TRIAC dans les quadrants Q3 & Q4.

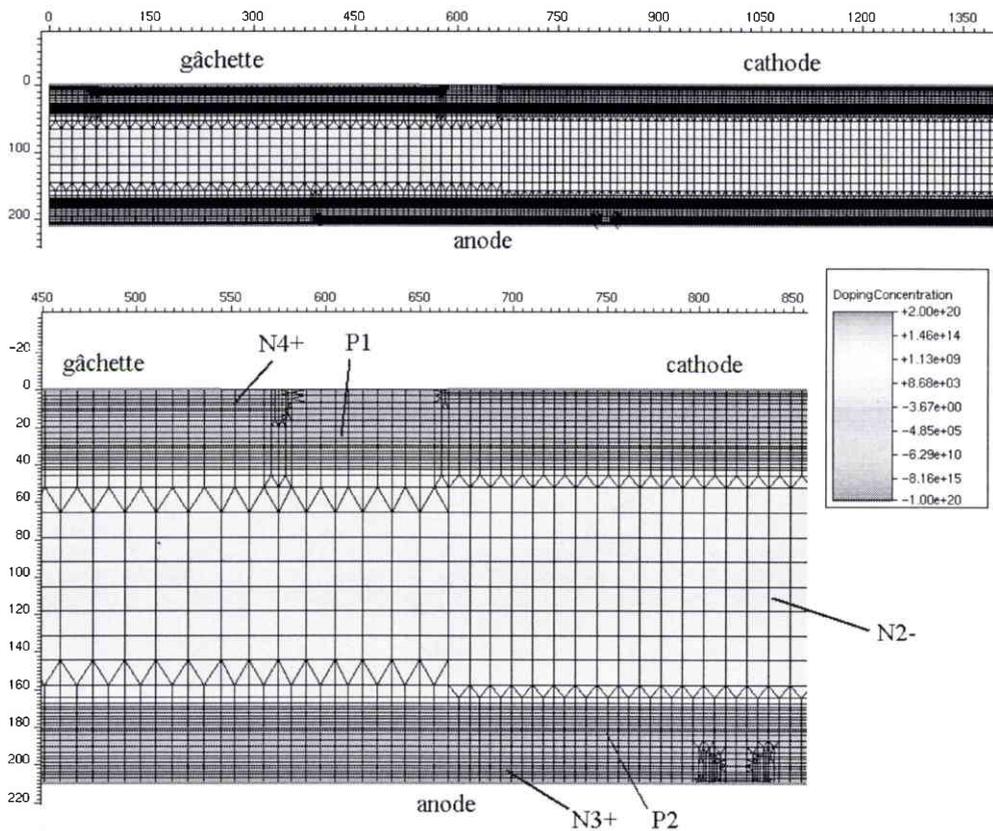


Fig. I-29. Maillage de la structure dans les quadrants Q3 & Q4.

Le maillage de la figure I-29 est constitué de 10238 nœuds.

Les simulations sont qualitatives car le TRIAC ne présente pas de symétrie particulière qui aurait permis la détermination d'un facteur d'aire convenable. Nous avons fixé la profondeur (facteur d'aire) des deux structures à 100 μm . Une alternative aurait été d'effectuer les simulations avec un macro-modèle tridimensionnel du TRIAC, mais des essais ont montré des temps de calcul rebutants (une dizaine de journées pour la 3-D contre une dizaine d'heures pour la 2-D) ainsi que de nombreux problèmes de maillage et de convergence.

I.3.2 Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q2

La simulation de la fermeture $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ du TRIAC par la gâchette dans le quadrant Q2 est représentée sur la figure I-30. Cette simulation a été obtenue avec $V_A = 300\text{V}$, $C_{sb} = 47\text{nF}$, $R_s = 39\ \Omega$, $I_G = -6\ \text{mA}$. L'inductance du circuit ($L_s = 1,5\ \mu\text{H}$) a été choisie pour donner un courant crête de 7 A avec une vitesse de croissance de 70 A/ μs . Ce résultat est proche de la mesure qui donne un courant crête de 6 A et un $di/dt = 70\ \text{A}/\mu\text{s}$.

Il faut remarquer que la valeur de l'inductance utilisée dans la simulation n'est en aucun cas représentative de l'inductance réelle du câblage. La valeur élevée de L_s permet de compenser la faible inductance intrinsèque de la structure simulée du TRIAC (environ 100 nH). L'inductance de la structure dépend du maillage et du facteur d'aire (la structure simulée à une surface de 1400 x 100 μm alors que la structure réelle présente une surface de 1400 x 1400 μm).

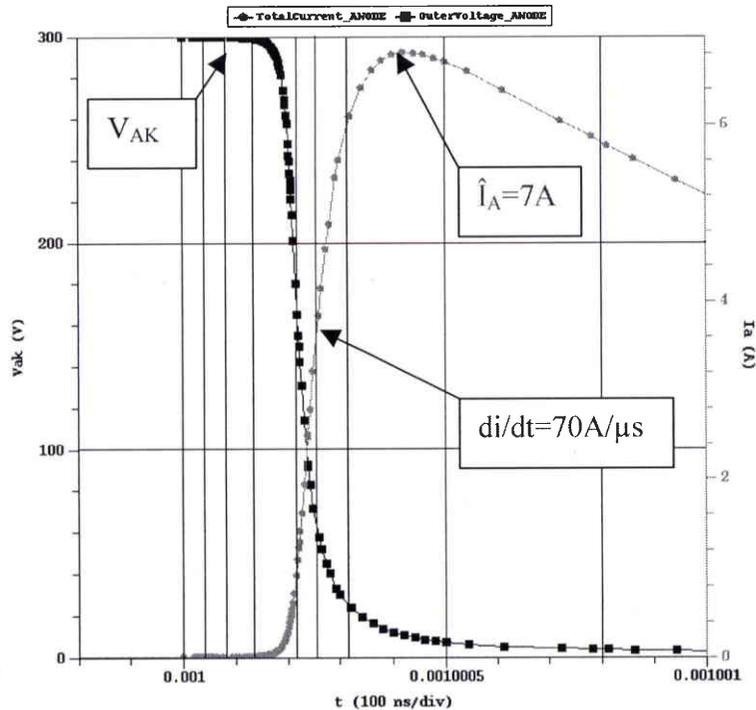


Fig. I-30. Simulation de la commutation $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ dans le quadrant Q2.

La simulation de la fermeture $I_G(t)$ et $V_{GK}(t)$ est représentée sur la figure I-31.

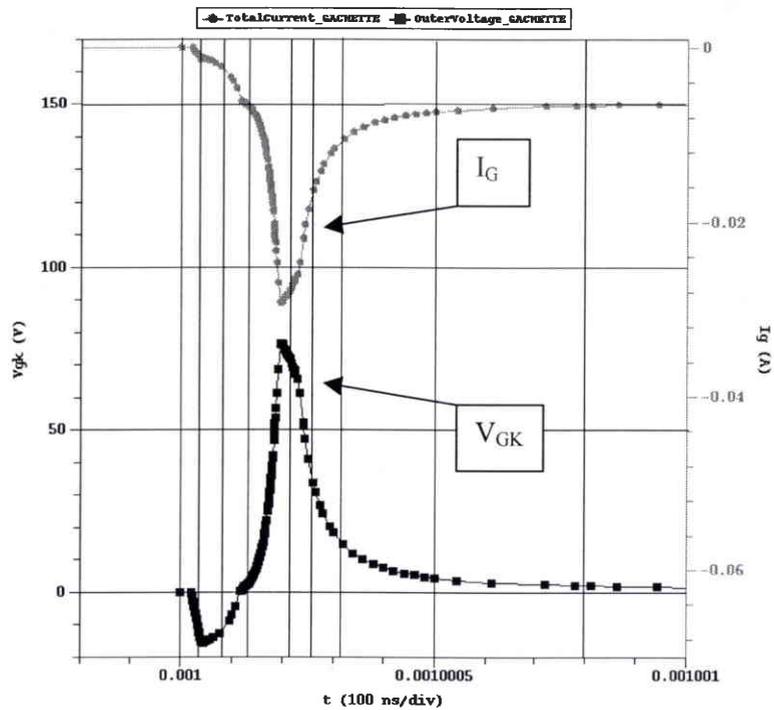


Fig. I-31. Simulation de la commutation $I_G(t)$ et $V_{GK}(t)$ dans le quadrant Q2.

Nous présentons les points essentiels de la fermeture (pour plus de détails, voir l'annexe A.6) en 5 étapes.

A $t = 1 \text{ ms} + 40 \text{ ns}$ (début du temps de pré conditionnement) :

Une polarisation $V_G = -20 \text{ V}$ est appliquée à travers R_g entre G et K. Cette différence négative de potentiel provoque un déplacement des trous de la cathode vers la gâchette dans la couche P1. Ce courant de trous sert de courant de gâchette au thyristor pilote P2 N2 P1 N4 qui s'amorce (figure I-32).

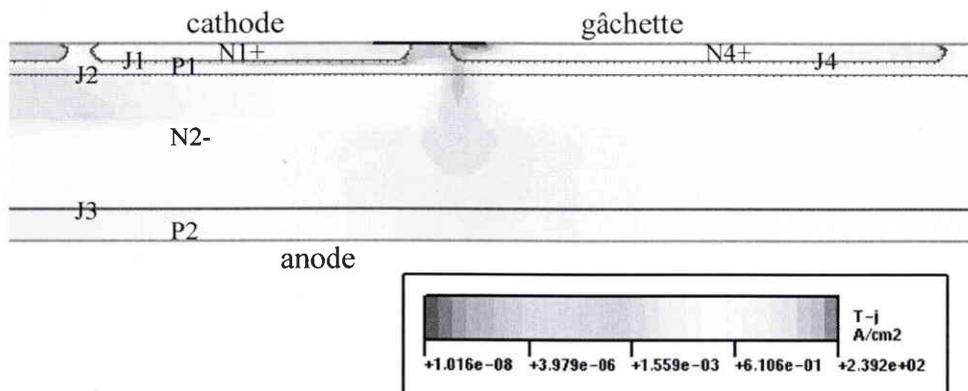


Fig. I-32. Densité totale de courant.

$A t = 1 ms + 140 ns$ (fin du temps de pré conditionnement) :

Une partie du courant de trous d'anode du thyristor pilote sert de courant de gâchette au thyristor de puissance P2 N2 P1 N1 (figure I-33). Le thyristor de puissance commence à s'amorcer.

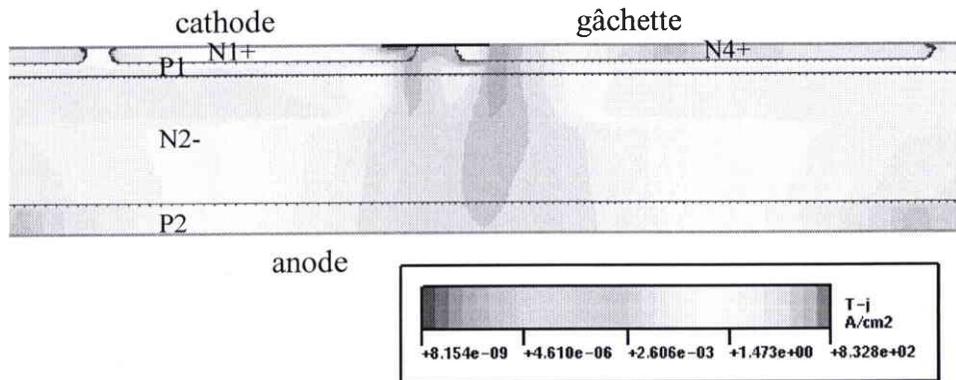


Fig. I-33. Densité totale de courant.

$A t = 1 ms + 220 ns$ (début du temps de montée) :

La fermeture du thyristor de puissance entraîne la circulation d'un fort courant d'électrons et de trous entre la cathode et l'anode (figure I-34). On parle communément de plasma d'électrons et de trous.

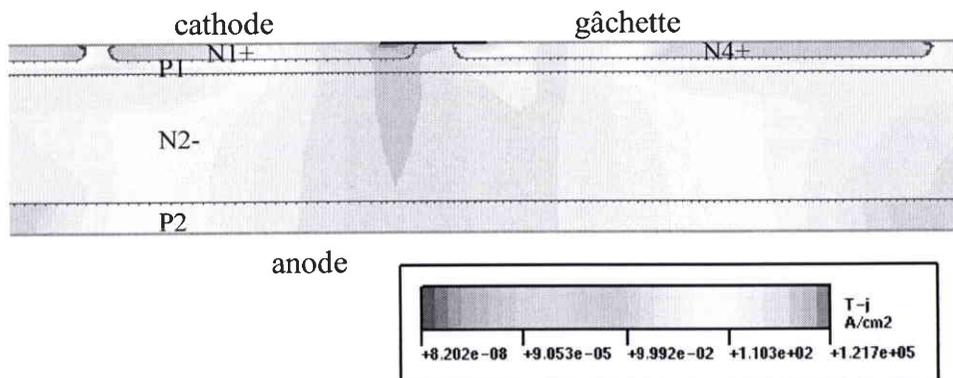


Fig. I-34. Densité totale de courant.

Le stockage de charges dans les bases du thyristor de puissance provoque, pour garder la neutralité électrique des régions N2 et P1, un effondrement de la zone de charge d'espace des jonctions J2 et J3 (figure I-35).

Cet effondrement entraîne d'une part une chute de la différence de potentiel entre anode et cathode, et d'autre part une extension des équipotentielles de la ZCE de la jonction J2 dans la

région N2 et sur la gâchette (figure I-36). Il apparaît une surtension positive sur la gâchette appelée "kick back", observable sur la figure I-31 [FORS1-00]. Il ne faut pas tenir compte de la valeur de la surtension (les Z0103 présentent une surtension de quelques volts, bien que certaines familles de TRIACs peuvent avoir des surtensions de plusieurs dizaines de volts) étant donné que la simulation est qualitative.

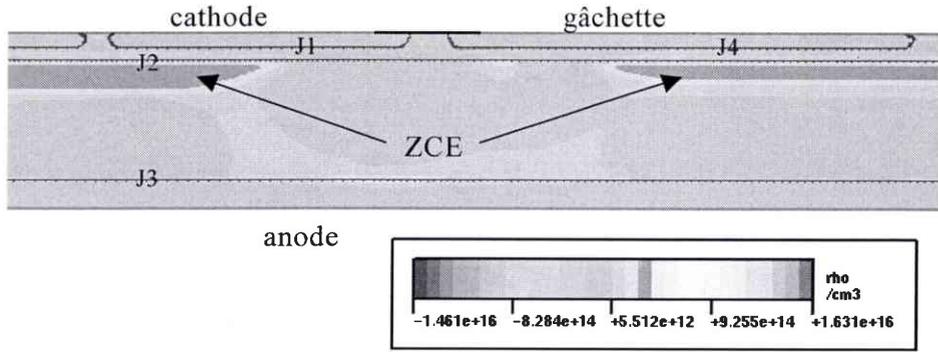


Fig. I-35. Zone de charge d'espace.

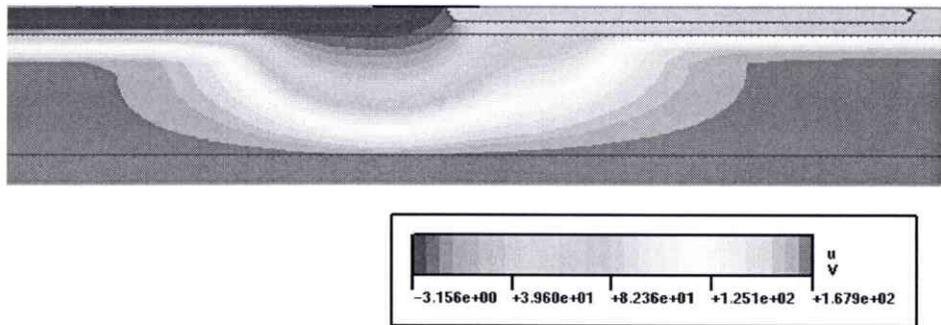


Fig. I-36. Equipotentielles.

$A t = 1 ms + 260 ns :$

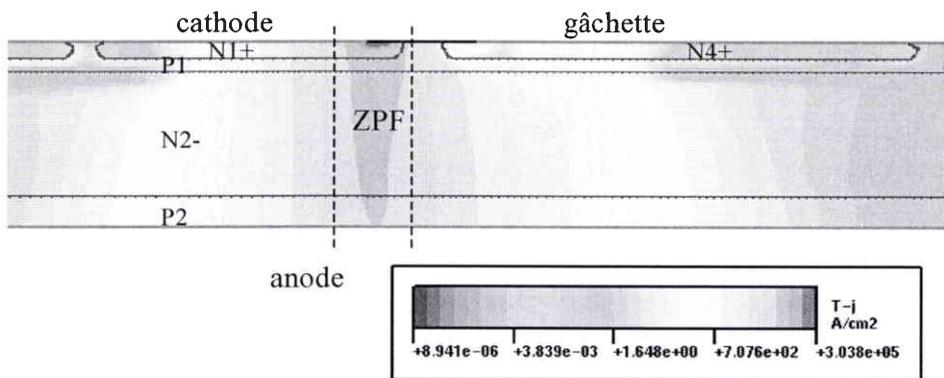


Fig. I-37. Densité totale de courant.

Une forte densité de courant traverse une petite surface du thyristor de puissance pendant la fermeture : cette surface correspond à la zone primaire de fermeture (ZPF). Il apparaît une forte densité de puissance ($W.cm^{-3}$) car la puissance électrique instantanée est dissipée à travers un petit volume du silicium. Cette élévation locale de température sous la ZPF peut provoquer une dégradation du thyristor de puissance TH1 dans le quadrant Q2.

A $t > 1 ms + 400 ns$ (fin du temps de montée et début du temps de propagation) :

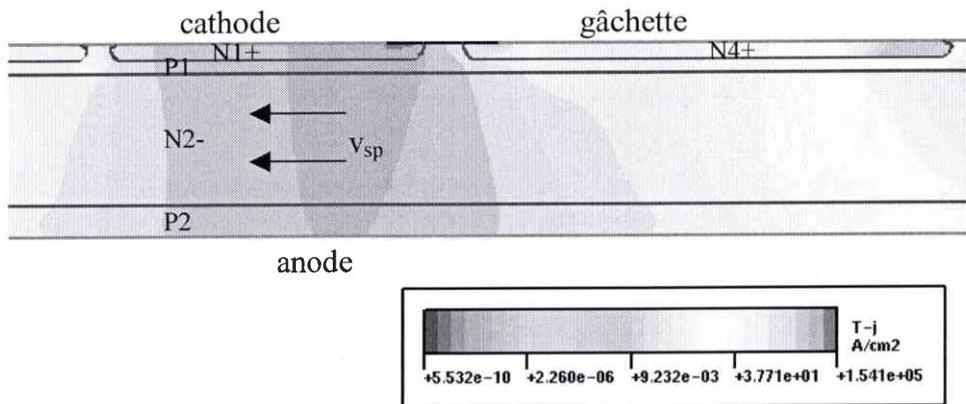


Fig. I-38. Densité totale de courant.

Le plasma d'électrons et de trous se propage avec une vitesse v_{sp} pour finalement remplir toute la surface de la cathode. La densité de puissance chute rapidement avec l'augmentation de la surface et la diminution du courant.

I.3.3 Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q3

La simulation de la fermeture $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ du TRIAC par la gâchette dans le quadrant Q3 est représentée sur la figure I-39. Cette simulation a été obtenue avec $V_A = -300V$, $C_{sb} = 47nF$, $R_s = 18 \Omega$, $I_G = -6 mA$. L'inductance du circuit ($L_s = 0,5 \mu H$) a été choisie pour donner un courant crête de $-13,5 A$ avec une vitesse de croissance de $-150 A/\mu s$. Ce résultat est proche de la mesure qui donne un courant crête de $-12 A$ et un $di/dt = -150 A/\mu s$.

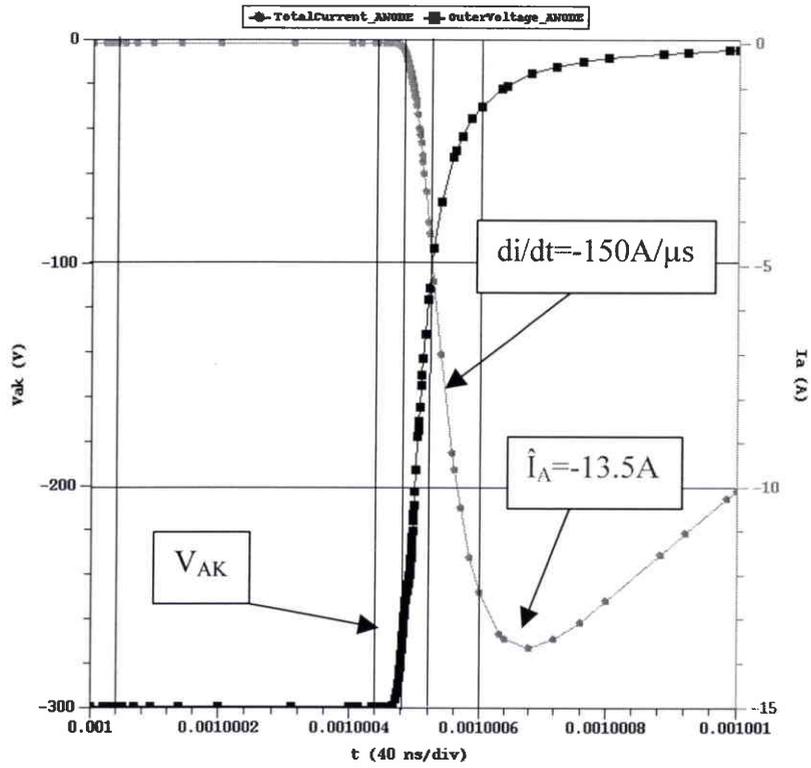


Fig. I-39. Simulation de la commutation $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ dans le quadrant Q3.

La simulation de la commutation $I_G(t)$ et $V_{GK}(t)$ est représentée sur la figure I-40.

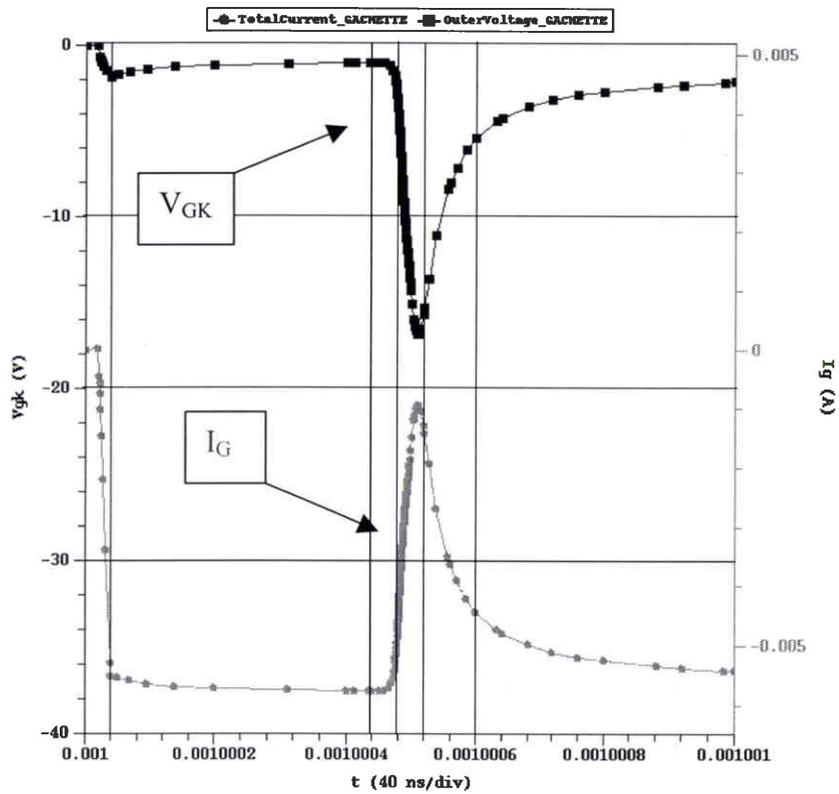


Fig. I-40. Simulation de la commutation $I_G(t)$ et $V_{GK}(t)$ dans le quadrant Q3.

Nous présentons les points essentiels de la fermeture (pour plus de détails, voir l'annexe A.7).

A $t = 1 \text{ ms} + 40 \text{ ns}$ (début du temps de pré conditionnement) :

Une polarisation $V_G = -20 \text{ V}$ est appliquée à travers Rg entre G et K. Cette différence négative de potentiel provoque un déplacement des trous de la cathode vers la gâchette dans la couche P1. Ce courant de trous sert de courant de base au transistor N4 P1 N2. La couche N4 émet des électrons qui sont collectés par la couche N2 (figure I-41).

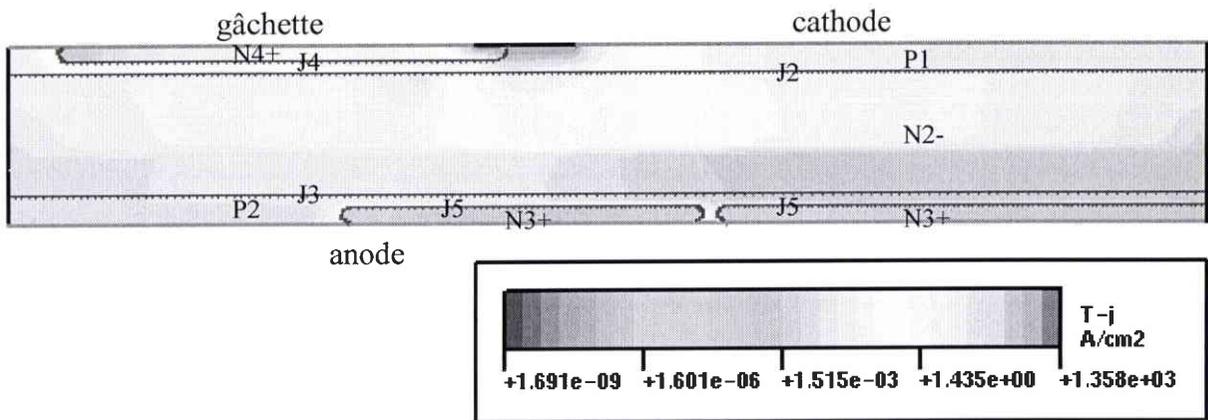


Fig. I-41. Densité totale de courant.

Jusqu'à $t = 1 \text{ ms} + 440 \text{ ns}$ (fin du temps de pré conditionnement) :

Les électrons émis par N4 servent de courant de base au transistor P1 N2 P2. La couche P1 émet des trous qui se recombinent avec les électrons émis par N4. Cependant, une certaine quantité de charges arrive à se stocker dans la région N2. La charge stockée augmente progressivement avec le temps.

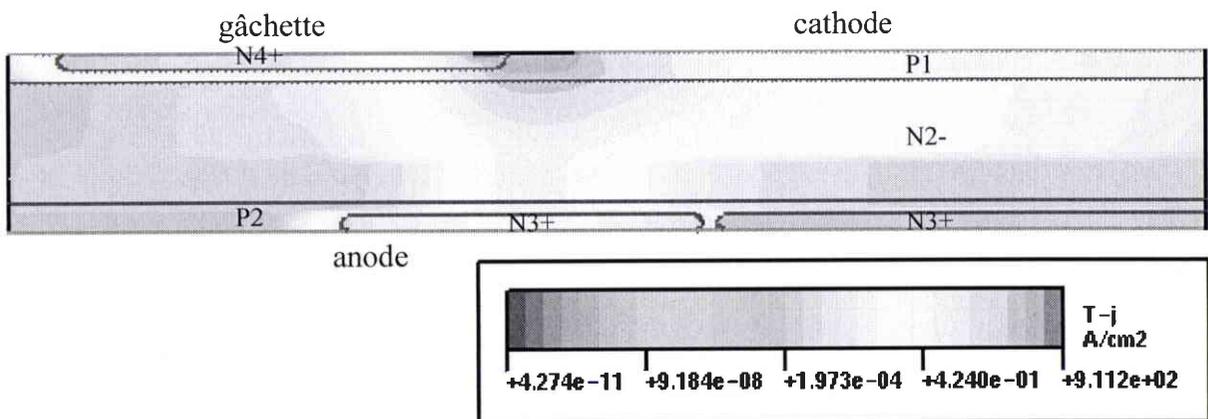


Fig. I-42. Densité totale de courant.

$A t = 1 ms + 480 ns$ (début du temps de montée) :

Pour garder la neutralité électrique de la région N2, la zone de charge d'espace des jonctions J2 et J3 s'effondre localement (figure I-44). La charge stockée dans N2 est suffisante pour que les trous émis par P1 arrivent à rejoindre la couche P2. Ce courant de trous dans P2 sert de courant de gâchette au thyristor de puissance TH2 constitué des couches P1 N2 P2 N3. Le thyristor commence à s'amorcer (figure I-43).

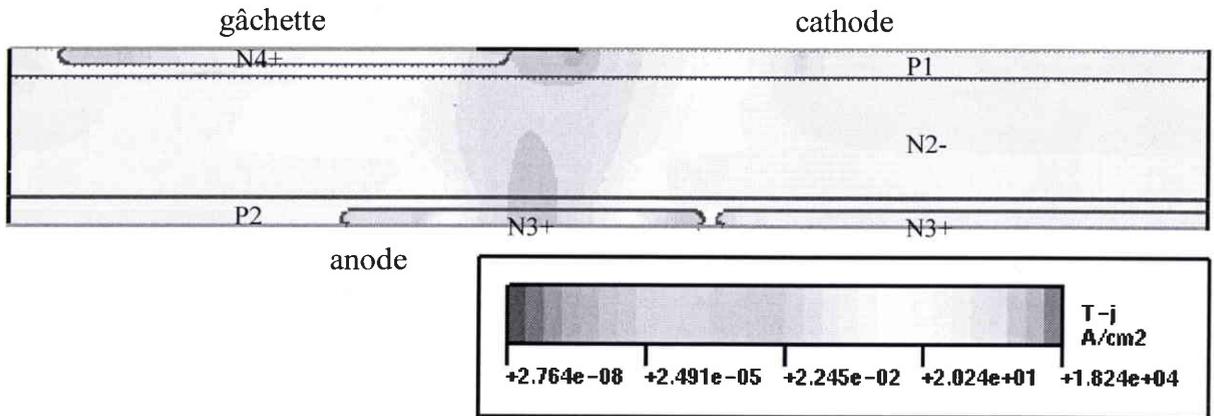


Fig. I-43. Densité totale de courant.

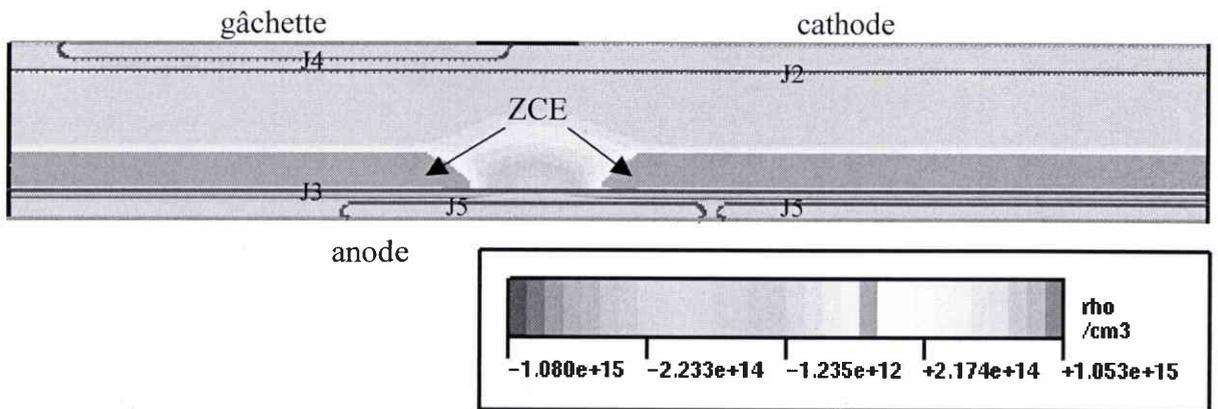


Fig. I-44. Zone de charge d'espace.

$A t = 1 ms + 520 ns$:

La fermeture du thyristor de puissance entraîne la circulation d'un fort courant d'électrons et de trous entre la cathode et l'anode (figure I-45). Une forte densité de courant traverse une petite surface du thyristor de puissance pendant la fermeture : cette surface correspond à la zone primaire de fermeture. Il apparaît un échauffement local du silicium sous la ZPF qui peut provoquer une dégradation du thyristor de puissance TH2 dans le quadrant Q3.

L'effondrement de la zone de charge d'espace de J3 (figure I-46) entraîne d'une part une chute de la différence de potentiel entre anode et cathode, et d'autre part une extension des

équipotentiels de la ZCE de la jonction J3 dans la région N2 et sur la gâchette (figure I-47). Il apparaît une surtension négative sur la gâchette, observable sur la figure I-40.

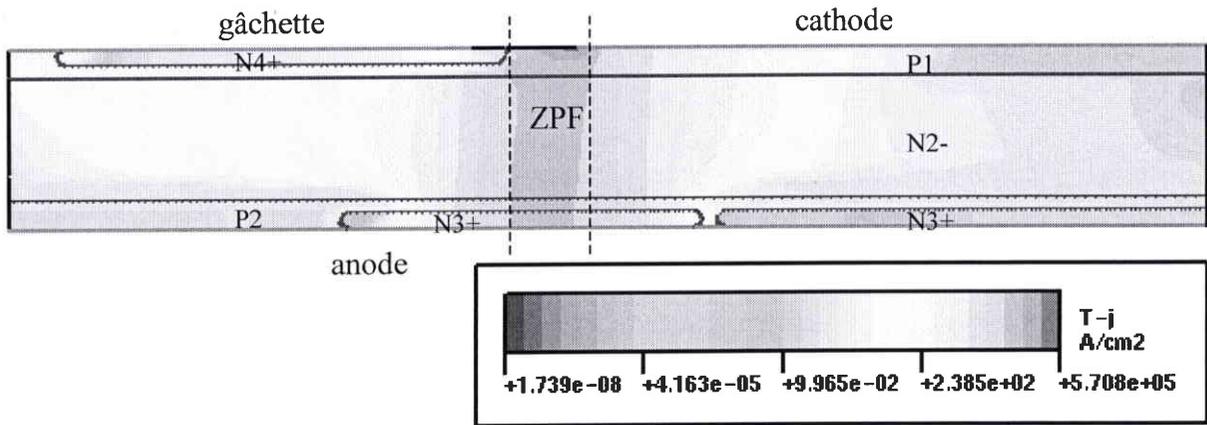


Fig. I-45. Densité totale de courant.

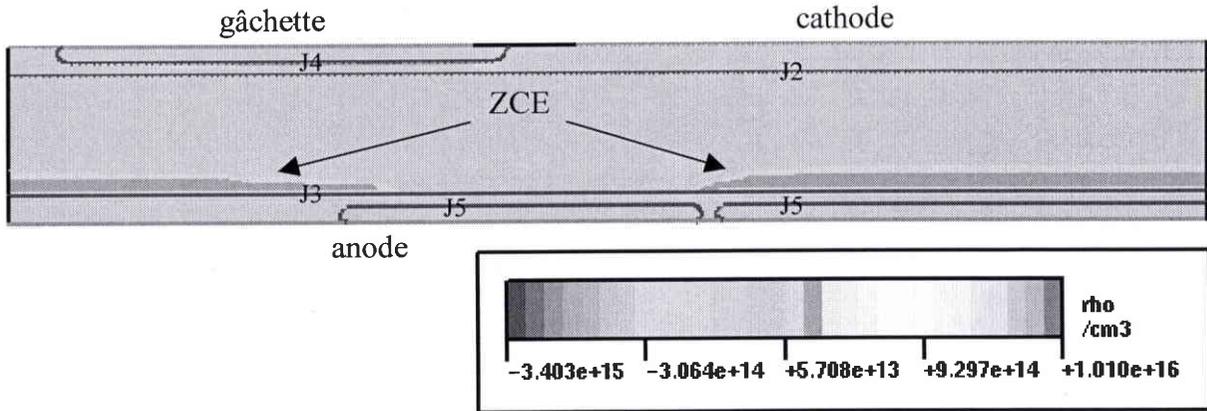


Fig. I-46. Zone de charge d'espace.

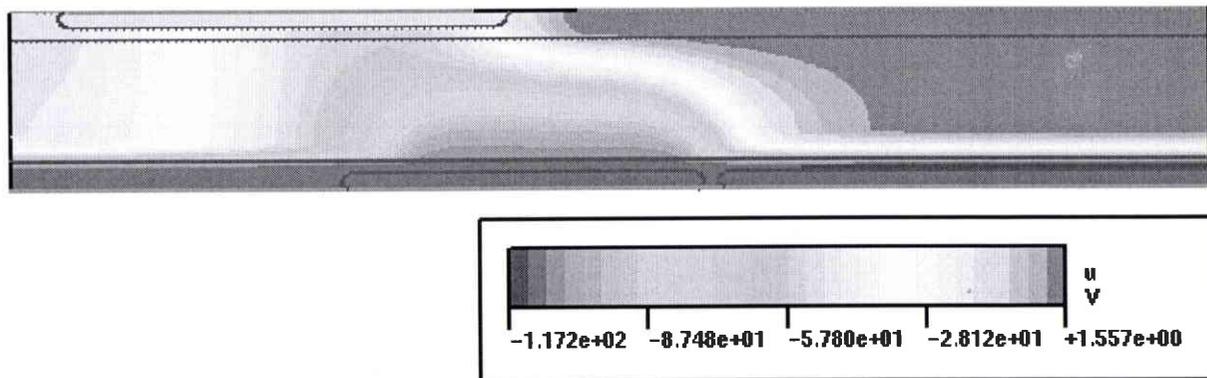


Fig. I-47. Equipotentiels.

À $t > 1 \text{ ms} + 600 \text{ ns}$ (fin du temps de montée et début du temps de propagation) :

Le plasma d'électrons et de trous se propage avec une vitesse v_{sp} pour finalement remplir toute la surface de la cathode. La densité de puissance chute rapidement avec l'augmentation de la surface et la diminution du courant.

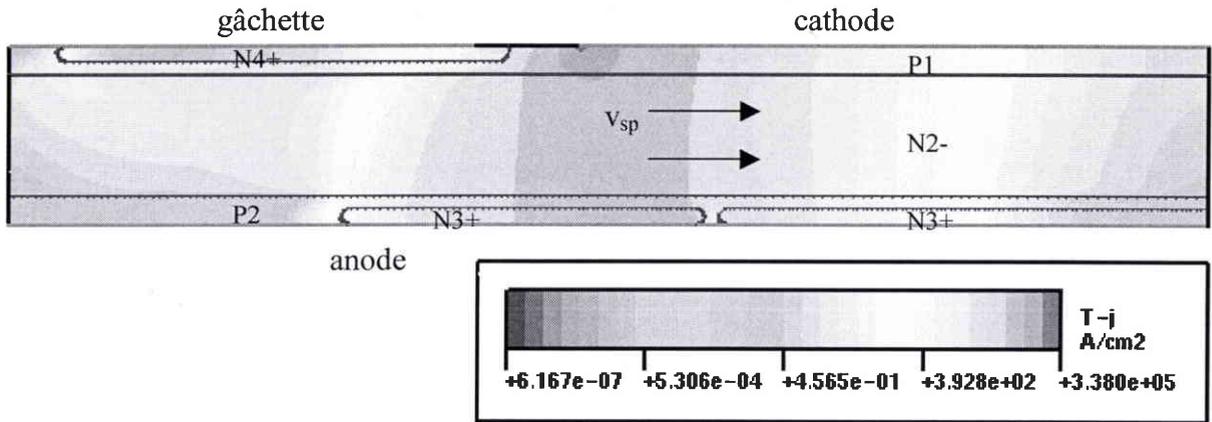


Fig. I-48. Densité totale de courant.

I.3.4 Conclusion

La simulation du mécanisme de fermeture du TRIAC dans les quadrants Q2 et Q3 a permis de localiser les régions de la puce qui sont susceptibles de subir un échauffement important. La fermeture d'un thyristor avec un fort di/dt provoque un phénomène d'échauffement localisé de la puce de silicium ("self-heating") au niveau de la zone primaire de fermeture. La contrainte électrique (fortes densités de courant qui traversent un petit volume) est à l'origine d'une contrainte thermique (création d'un point chaud au niveau de la ZPF). Cette contrainte thermique provoque des contraintes mécaniques dans la puce, dont les effets physiques sont étudiés dans le chapitre suivant consacré aux modes de défaillance.

Chapitre II Modes de défaillance électrique et physique

CHAPITRE II	MODES DE DEFAILLANCE ELECTRIQUE ET PHYSIQUE	36
II.1	Modes de défaillance électrique	38
II.1.1	Modes de défaillance électrique des TRIACs soumis à des di/dt répétitifs	38
II.1.2	Modes de défaillance électrique des Z0103MA	38
II.1.3	Notion de sévérité de la contrainte	39
II.2	Modes de défaillance physique	40
II.2.1	Etude des TRIACs dégradés dans le quadrant Q2 par des di/dt répétitifs	41
II.2.1.1	TRIAC dégradé avec un di/dt = 180 A/μs et $\hat{i} = 21,5$ A (pièce H) : $I_R = 4 \mu A$	41
II.2.1.2	TRIAC dégradé avec un di/dt = 180 A/μs et $\hat{i} = 21,5$ A (pièce F) : $I_R = 2 \mu A$	43
II.2.1.3	TRIAC dégradé avec un di/dt = 94 A/μs et $\hat{i} = 8,5$ A (pièce 8-3) : $I_R = 8 \mu A$	44
II.2.1.4	TRIAC dégradé avec un di/dt = 94 A/μs et $\hat{i} = 8,5$ A (pièce 28-2) : $I_R = 10 \mu A$	45
II.2.1.5	TRIAC dégradé avec un di/dt = 94 A/μs et $\hat{i} = 8,5$ A (pièce 6-3) : $I_R = 48 \mu A$	46
II.2.1.6	TRIAC dégradé avec un di/dt = 94 A/μs et $\hat{i} = 8,5$ A (pièce 19-3) : $I_R > 50 \mu A$	48
II.2.1.7	TRIAC dégradé avec un di/dt = 94 A/μs et $\hat{i} = 8,5$ A (pièce no 9-3) : $I_R > 50 \mu A$	50
II.2.1.8	Effets électriques des défauts physiques	52
II.2.1.9	Synthèse	57
II.2.2	Etude des TRIACs dégradés dans le quadrant Q3 par des di/dt répétitifs	58
II.2.2.1	TRIAC dégradé avec un di/dt = -400 A/μs (pièce 3-19) : c-c I_R et $I_D > 50 \mu A$	58
II.2.2.2	TRIAC dégradé avec un di/dt = -400 A/μs (pièce 6-19) : c-c I_R et $I_D > 50 \mu A$	59
II.2.2.3	TRIAC dégradé avec un di/dt = -320 A/μs (pièce 40-20) : I_R et $I_D > 50 \mu A$	60
II.2.2.4	TRIAC contraint avec un di/dt = - 410 A/μs (pièce 39-23)	63
II.2.2.5	TRIAC dégradé avec un di/dt = - 360 A/μs (pièce 1-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$	63
II.2.2.6	TRIAC dégradé avec un di/dt = - 360 A/μs (pièce 27-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$	68
II.2.2.7	TRIAC dégradé avec un di/dt = - 360 A/μs (pièce 7-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$	68
II.2.2.8	TRIAC dégradé avec un di/dt = - 360 A/μs (pièce 12-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$	69
II.2.2.9	Synthèse	69

Parfois on se trompe dans l'analyse d'un événement parce qu'on reste figé dans le seul point de vue qui nous semble évident.

Bernard Werber

Ecrivain français

"L'empire des anges"

Dans le chapitre consacré à l'environnement expérimental, nous avons présenté le composant ainsi que son utilisation dans des applications courantes. Les applications génèrent une contrainte électrique, un fort di/dt à la fermeture, qui peut dégrader progressivement le TRIAC. Cette dégradation du composant se traduit électriquement par la variation d'une ou plusieurs caractéristiques électriques et physiquement par la création de défauts intrinsèques (dans la puce de silicium) ou extrinsèques (au niveau du boîtier). L'étude des modes de défaillance consiste à analyser des pièces défectueuses après l'application d'une contrainte. Dans certains cas la contrainte n'est pas connue (retour client par exemple), et seule l'expérience du fabricant permet de déterminer le type de contrainte qui a été à l'origine du type de dégradation par l'intermédiaire d'un catalogue (herbier) de défaillances.

II.1 Modes de défaillance électrique

II.1.1 Modes de défaillance électrique des TRIACs soumis à des di/dt répétitifs

Les modes de défaillance électrique permettent de suivre l'évolution des défauts qui apparaissent dans le composant, et ceci de manière non destructive. Un TRIAC peut présenter différents types de défaillance électrique [CAND-81] [BAJE-99] :

- Courant de fuite inverse $I_R > I_{RRM}$, mesuré en statique sous une tension $V_{AK}=V_{RRM}=-600V$;
- Courant de fuite direct $I_D > I_{DRM}$, mesuré en statique sous une tension $V_{AK}=V_{DRM}=+600V$;
- Court-circuit entre anode et cathode ($V_{AK} = 0$);
- Circuit ouvert entre anode et cathode ($I_A = 0$);
- Désensibilisation par augmentation des I_{GT} ;
- Variation des chutes de tension en direct V_{TM} (mesurée sous $I_{TM} = 1 A$) et en inverse $-V_{TM}$ (mesurée sous $I_{TM} = -1 A$);
- Augmentation de la résistance thermique R_{th} .

II.1.2 Modes de défaillance électrique des Z0103MA

Nous avons suivi le courant de fuite inverse I_R , le courant de fuite direct I_D , les sensibilités I_{GT} dans les quatre quadrants, la résistance gâchette cathode R_{GK} , ainsi que la chute de tension directe V_{TM} et la chute de tension en inverse $-V_{TM}$ (annexe H.2).

Le mode de défaillance observé pour des TRIACs Z0103MA soumis à des di/dt répétitifs dans le quadrant Q2 est uniquement une variation du courant de fuite inverse. Lorsque les TRIACs sont amorcés dans le quadrant Q3, ils se dégradent spontanément en fort courant de fuite inverse, voire en court-circuit en inverse, et en fort courant de fuite direct (tenue $< 100V$).

On considère un TRIAC comme dégradé, c'est-à-dire un composant qui n'est plus capable de tenir la tension en inverse car le courant de fuite est devenu trop important, à partir du moment où I_R devient supérieur à $10 \mu\text{A}$ mesuré à une température de jonction de 25°C [Z01x-95].

Remarque : la limite du courant de fuite est basée sur la note d'application de 1995 [Z01x-95], néanmoins dans la nouvelle édition de 2000 [Z01x-00] cette limite a été revue à la baisse avec une valeur critique de $5 \mu\text{A}$.

II.1.3 Notion de sévérité de la contrainte

La détermination d'une "origine" de la contrainte permet d'avoir une idée de la sévérité de la contrainte appliquée. Cette approche permet notamment de savoir s'il est plus judicieux d'augmenter ou de diminuer le niveau de la contrainte dans le cadre d'un test accéléré par rapport à l'origine définie.

Nous utilisons un test du laboratoire Qualité du constructeur STMicroelectronics qui permet de déterminer la sévérité de la contrainte et de comparer entre elles différentes technologies. C'est un test accéléré qualitatif (appelé également test de torture) qui permet de mettre en évidence les défauts potentiels d'un composant. Cette manipulation consiste à dégrader les TRIACs d'un échantillon en appliquant un million de cycles d'amorçage dans un quadrant défini et avec une contrainte déterminée. Ce test de vieillissement accéléré permet d'obtenir la valeur minimale de la contrainte di/dt à appliquer pour dégrader quelques composants (on ne s'intéresse qu'aux premières défaillances) en un temps raisonnable (10^6 cycles).

	Q1	Q2	Q3	Q4
V_{AK} (V)	300	300	-300	-300
di/dt (A/ μs)	110	60	-270	-200
\hat{I}_A (A)	12	6	-44	-35

Tab. II-1. *Sévérité de la contrainte (di/dt répétitifs) pour les TRIACs Z0103MA.*

Le tableau II-1 est une synthèse des résultats obtenus pour les TRIACs Z0103MA. Ainsi, dans le quadrant Q2, l'application d'un million de cycles d'amorçage avec les conditions $V_A = 300 \text{ V}$, $di/dt = 60 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{I}_A = 6 \text{ A}$ n'a provoqué que quelques pièces dégradées (une ou deux sur un échantillon de 50 pièces). On peut donc considérer que le di/dt de $60 \text{ A}/\mu\text{s}$ dans le quadrant Q2 est la contrainte minimale à appliquer, et qu'il sera judicieux d'augmenter la valeur du di/dt dans un test accéléré. Le quadrant Q3 présente une tenue en di/dt beaucoup plus importante que le quadrant Q2. Un axe de recherche de cette étude consiste à savoir quelle est l'origine physique d'une telle différence.

II.2 Modes de défaillance physique

Les défauts physiques des composants peuvent être classés en deux catégories [KUO-98] :

- Les défauts intrinsèques sont inhérents à la puce de silicium elle-même. Le processus de fabrication des wafers (front-end) induit des défauts cristallographiques, des dislocations et des contaminations ioniques qui sont des défauts intrinsèques.
- Les défauts extrinsèques sont le résultat de la mise en boîtier (packaging), des métallisations, des interconnexions et des brasures.

Nous avons utilisé plus de 500 TRIACs dans chaque quadrant, en prenant en compte les tests de vérification du fonctionnement de la platine, les tests qualitatifs accélérés et les tests quantitatifs de fiabilité. Nous avons analysé une vingtaine de TRIACs dégradés dans chaque quadrant. Les composants ont subi différents traitements :

- Les TRIACs ont été ouverts chimiquement, les brasures et les métallisations ont été retirées pour obtenir la puce de silicium nue.
- Pour certaines pièces dégradées dans le quadrant Q3, nous avons laissé la métallisation de cathode afin d'en étudier l'usure.
- Une microscopie par infra-rouge (IR) est effectuée sur les TRIACs dégradés en Q3, car elle permet de détecter les fusions dans le volume de la structure.
- Une microscopie par émission de lumière permet de localiser latéralement les zones où il y a des fuites de courant. En effet, les centres de recombinaison-génération (r-g) de paires électrons-trous dans la ZCE d'une jonction polarisée en inverse émettent des photons dans le spectre du visible [SEO-95]. L'introduction d'un défaut cristallographique ponctuel dans la ZCE d'une jonction polarisée en inverse induit localement un taux de r-g plus élevé, ce qui se traduit par un courant de fuite et une émission lumineuse locale accrue au niveau de la dégradation.
- Un polissage chimique en face arrière est parfois effectué pour obtenir une image latérale du défaut, visible au microscope optique.
- Une coupe transversale ("cross-section") est effectuée pour obtenir une image dans l'épaisseur de la puce, visible au microscope optique ou au microscope électronique à balayage (MEB).
- La solution SIRTIL est parfois utilisée pour obtenir un contraste entre les couches N et P.

Les techniques rapides d'analyse, comme l'émission photonique ou infra-rouge, montrent que les défauts observés sont systématiques. Seules les sections présentent un caractère exceptionnel étant donné qu'il est peu évident de couper des défauts de taille micrométrique.

II.2.1 Etude des TRIACs dégradés dans le quadrant Q2 par des di/dt répétitifs

Les TRIACs suivants ont été dégradés avec deux niveaux de la contrainte : soit une dégradation lente et progressive avec un di/dt répétitif de 94 A/μs, soit une dégradation très rapide avec un di/dt quasiment monocoup de 180 A/μs. Ce choix des valeurs du di/dt permet de vérifier que le mécanisme de formation des défauts est resté inchangé avec l'intensité de la contrainte.

II.2.1.1 TRIAC dégradé avec un di/dt = 180 A/μs et $\hat{i} = 21,5 A$ (pièce H) : $I_R = 4 \mu A$

La contrainte appliquée est très forte, ce TRIAC a été dégradé en deux cycles (quasiment monocoup). Le courant de fuite inverse mesuré à -600 V est de 4 μA.

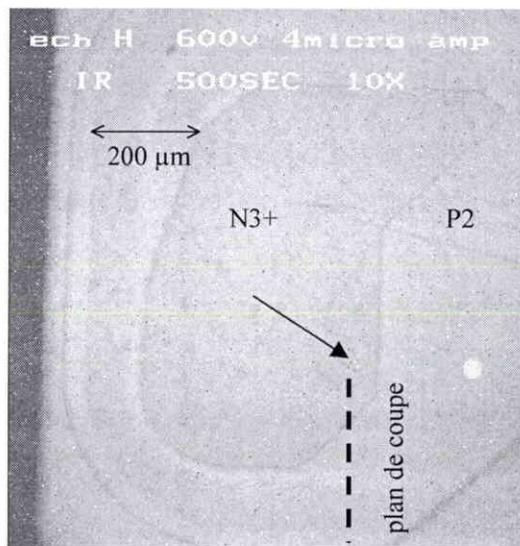


Fig. II-2. Emission IR en face arrière sous -600 V. Le courant de fuite inverse traverse un défaut ponctuel situé en face de la gâchette.

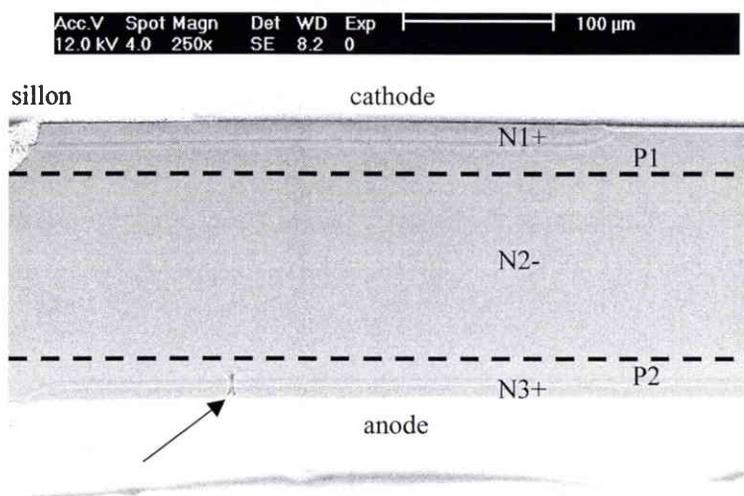


Fig. II-3. Section transversale selon le plan de coupe, vue au MEB. Un défaut est situé localement en face arrière dans les couches N3+ et P2. Absence de défaut dans les autres couches.

L'émission montre une région où les centres de r-g créent un courant de fuite de 4 μ A. Une section transversale selon le plan de coupe (en pointillés) de la figure II-2 donne la représentation de la figure II-3.

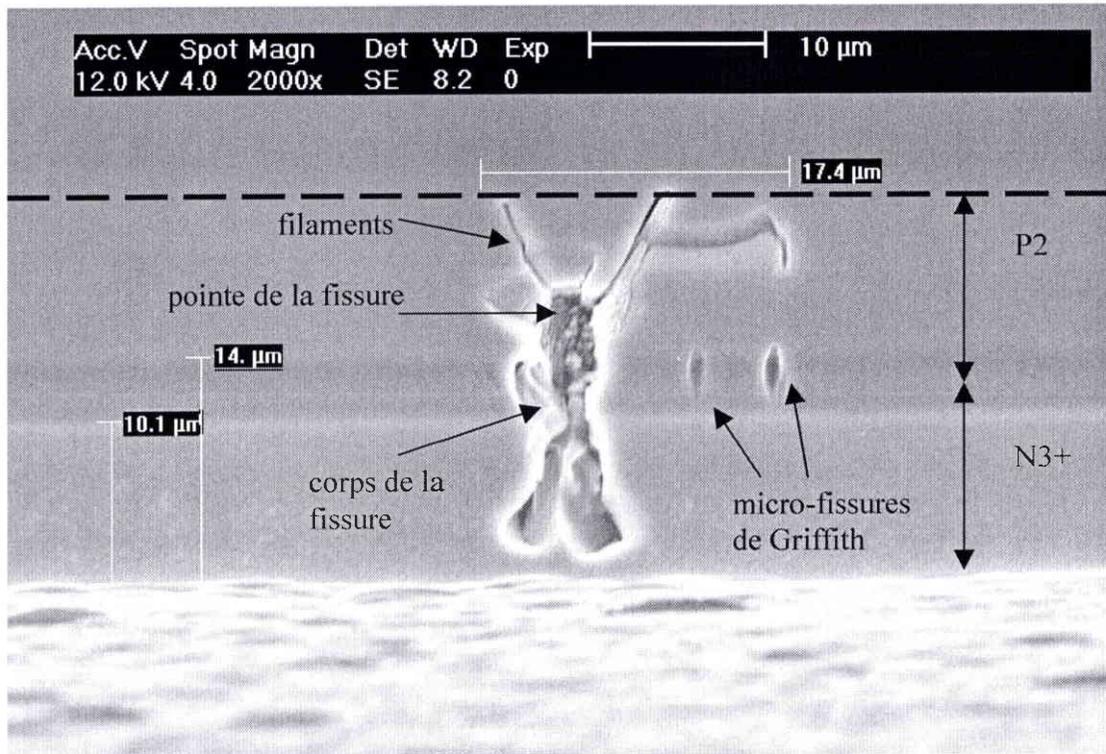


Fig. II-4. Agrandissement au MEB du défaut précédent. Le défaut est constitué de plusieurs fissures de différentes tailles.

On observe sur la figure II-4 trois fissures : deux fissures sont encore au stade de micro-fissure de Griffith (forme ovale allongée caractéristique) tandis qu'une troisième fissure s'est propagée pour former un défaut assez volumineux (une vingtaine de micromètres). Cette fissure semble s'être formée à partir d'un défaut dans l'interface de la jonction N3+P2, puis s'être propagée à travers les deux couches. Deux raisons viennent étayer cette hypothèse : la présence de deux micro-fissures (qui ne se sont pas propagées) situées dans l'interface, et le fait que le corps de la fissure n'a pas atteint la surface (cette fissure n'a donc pas pu se propager depuis un défaut de surface).

Dans la couche P2, des filaments (micro-fissures) se sont propagés à partir de la pointe de la fissure et pénètrent dans la zone de charge d'espace de la jonction N2-P2. L'image par émission de cette fissure correspond au point observé sous -600V.

II.2.1.2 TRIAC dégradé avec un $di/dt = 180 A/\mu s$ et $i = 21,5 A$ (pièce F) : $I_R = 2 \mu A$

Ce TRIAC a été dégradé en deux cycles (quasiment monocoup). Le courant de fuite inverse mesuré à -600 V est de 2 μA (et de 25 μA à -1000V).

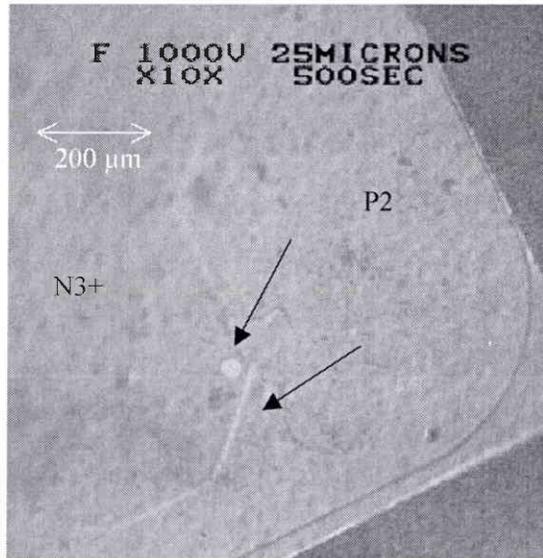


Fig. II-5. Emission en face arrière sous -1000V. Le courant de fuite inverse traverse deux défauts ponctuels. Une très grande partie du courant passe par le défaut en face de la gâchette et une très faible partie passe par un défaut situé sous la passivation.

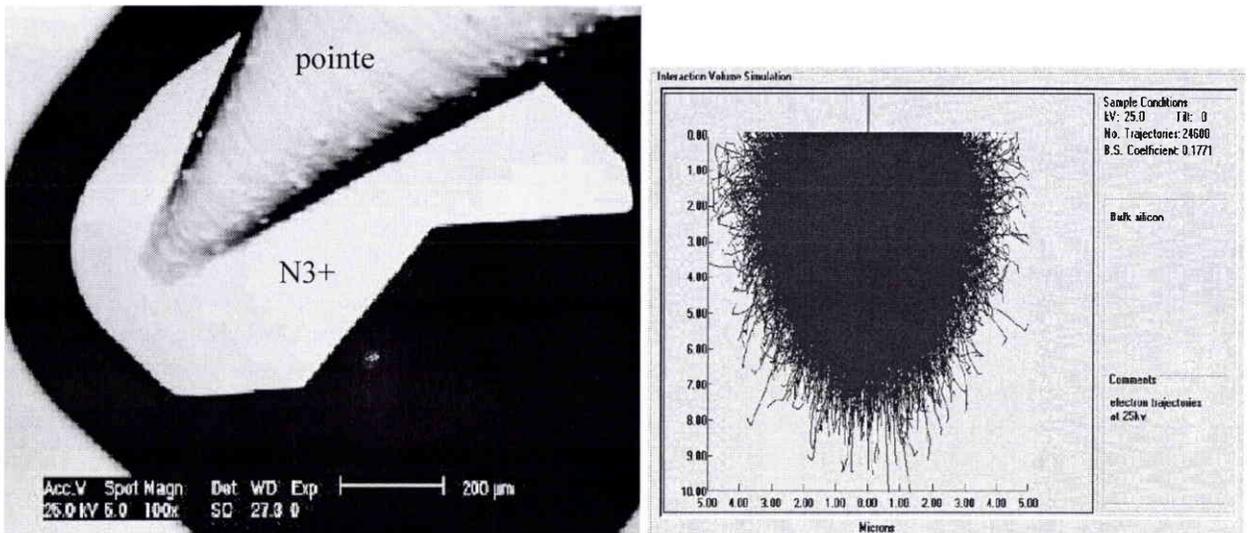


Fig. II-6. Analyse EBIC en face arrière avec une profondeur de pénétration du faisceau de 8 μm . L'absence de contraste montre que les deux défauts émissifs sont à une profondeur $> 8 \mu m$.

Le balayage de la face arrière du TRIAC par un faisceau d'électrons de pénétration 8 μm (profondeur maximale obtenue avec une accélération de 25 kV) ne montre pas de défaut. Les deux défauts observés par émission sont donc à une profondeur supérieure à 8 μm .

II.2.1.3 TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5 \text{ A}$ (pièce 8-3) : $I_R = 8 \mu\text{A}$

Le suivi de la dégradation du TRIAC est représenté sur la figure II-7.

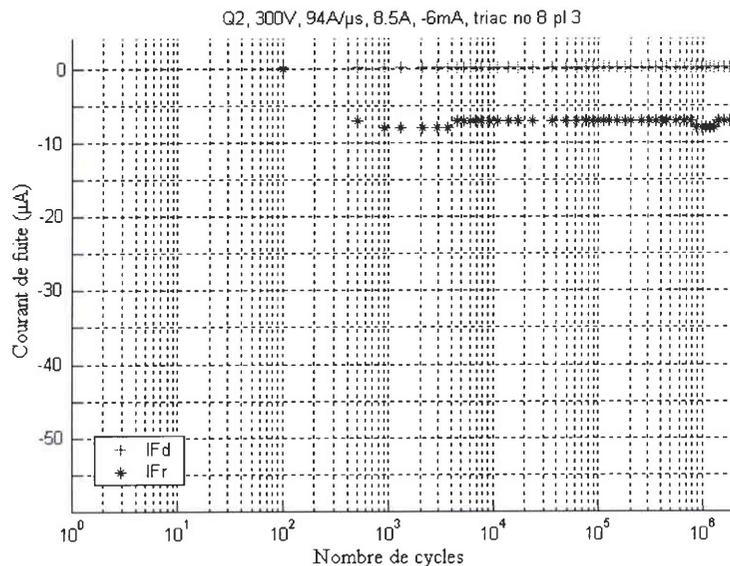


Fig. II-7. Mesure des courants de fuite sous 600 V en fonction du nombre de cycles. Présence d'un seul palier de courant de fuite inverse de $8 \mu\text{A}$. Pas de variation du courant de fuite direct.

Un polissage chimique en face arrière permet de visualiser optiquement un défaut dans la couche N3+ en vue latérale. Les dimensions ainsi que la position du défaut concordent avec les images par émission des TRIACs précédents.

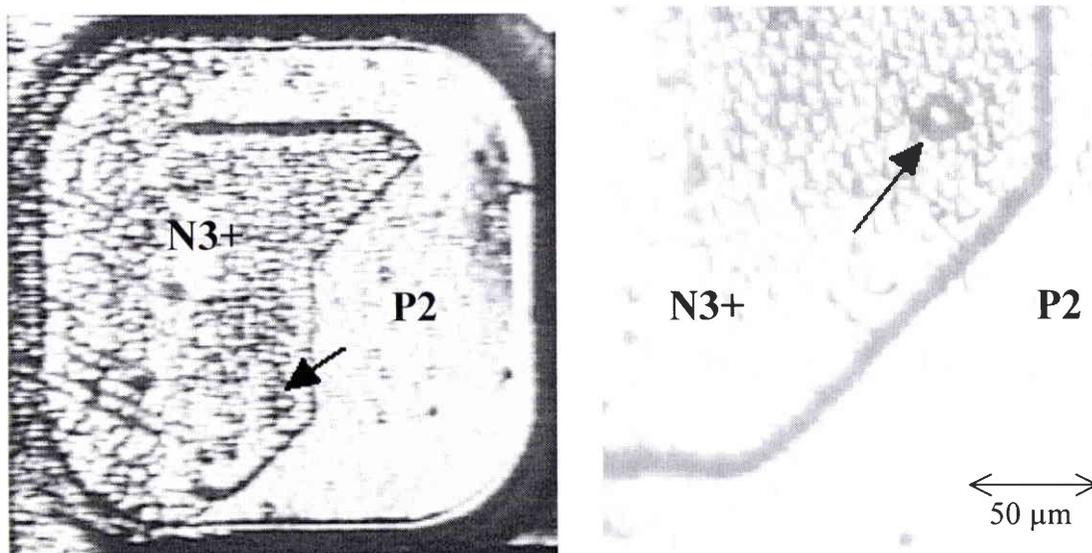


Fig. II-8. Polissage en face arrière dans les couches N3+ et P2. Un défaut devient visible optiquement après avoir retiré une certaine épaisseur de silicium (plusieurs micromètres).

II.2.1.4 TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 A/\mu s$ et $i = 8,5 A$ (pièce 28-2) : $I_R = 10 \mu A$

Le suivi de la dégradation est représenté sur la figure II-9.

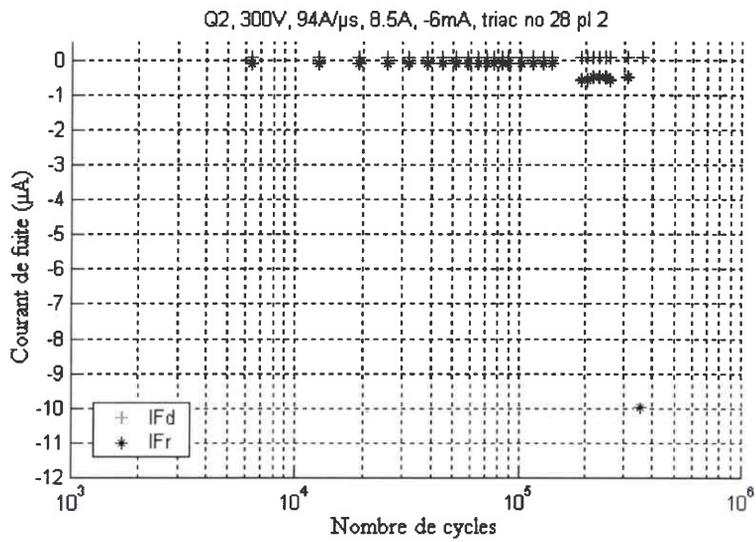


Fig. II-9. Mesure des courants de fuite sous 600 V en fonction du nombre de cycles. Présence d'un palier de courant de 500 nA suivi d'un saut à 10 µA.

L'émission en face avant montre la région traversée par le courant de fuite de 10 µA. On a rajouté en traits pleins les limites de la couche N3+ de la face arrière.

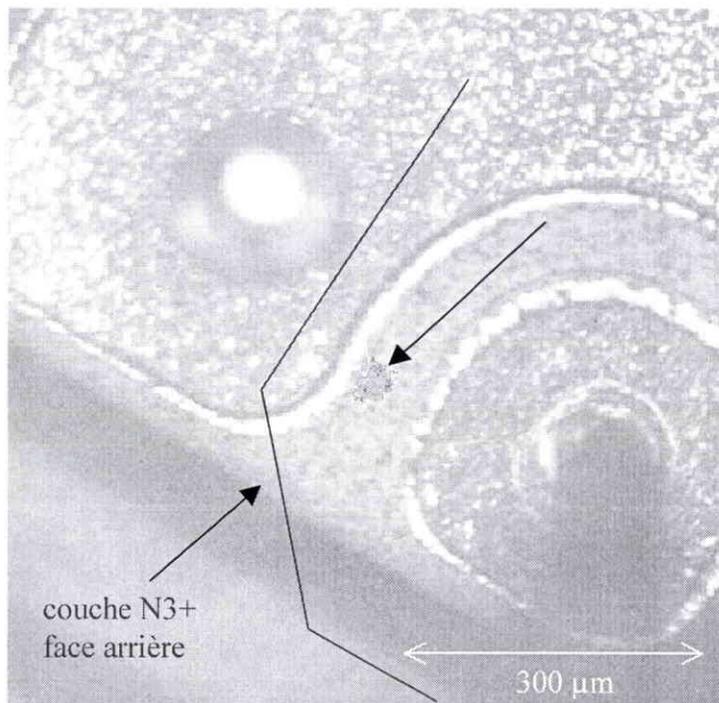


Fig. II-10. Emission en face avant sous -700 V. Le courant de fuite inverse traverse un défaut ponctuel situé en face de la gâchette.

II.2.1.5 TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 A/\mu s$ et $\hat{i} = 8,5 A$ (pièce 6-3) : $I_R = 48 \mu A$

Le suivi de la dégradation est représenté sur la figure II-11. Le TRIAC est dégradé avec un courant de fuite inverse de $48 \mu A$ à $-600V$ (et de $100 \mu A$ sous $-700V$).

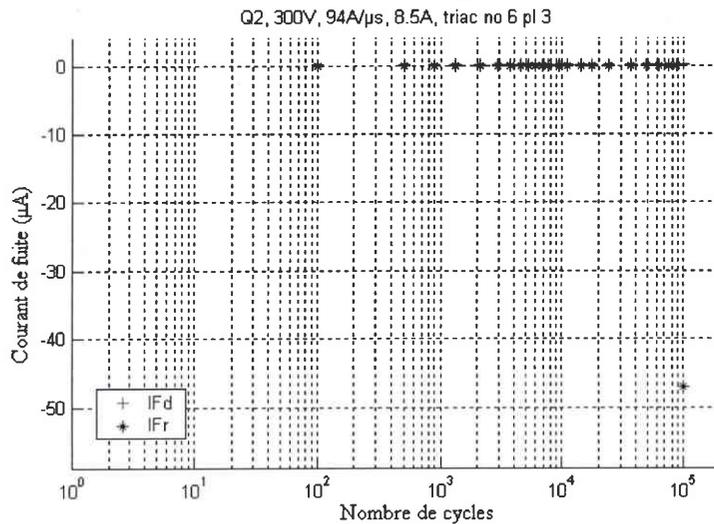


Fig. II-11. Mesure des courants de fuite sous 600 V en fonction du nombre de cycles. Absence de paliers et présence d'un saut de courant de $48 \mu A$ qui indique une forte dégradation du TRIAC.

La figure II-12 est une microscopie par émission en face avant sur laquelle on a rajouté en traits pleins les limites de la couche N3+ de la face arrière. Deux défauts créent deux zones de r-g qui émettent de la lumière. Le défaut situé latéralement en face du court-circuit de gâchette est traversé par un courant de fuite inverse plus important que le deuxième défaut situé sous la passivation du sillon.

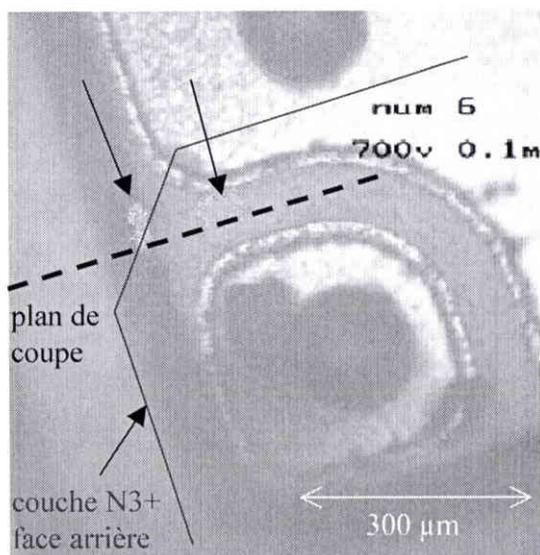


Fig. II-12. Emission en face avant sous $-700 V$. Le courant de fuite inverse traverse deux défauts ponctuels. Un défaut est situé sous la passivation, un autre en face de la gâchette.

Une section transversale selon le plan de coupe de la figure II-12 donne la représentation de la figure II-13. La section a été effectuée sur les limites des régions émettrices, ce qui fait qu'on observe uniquement des "résidus" de fissures dans la couche N3+.

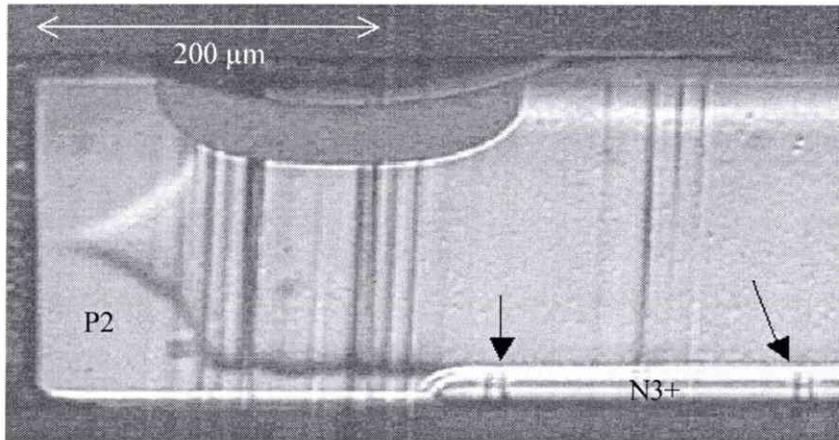


Fig. II-13. Section transversale selon le plan de coupe, vue optique avec révélation SIRTTL des couches P. Un défaut est situé sous la passivation, un autre en face de la gâchette.

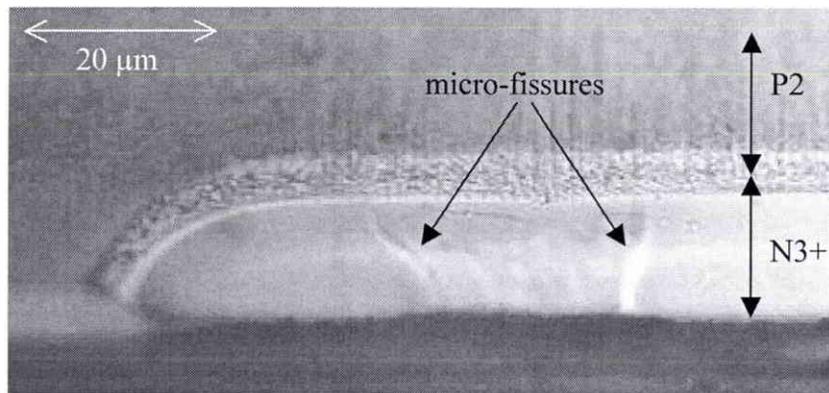


Fig. II-14. Agrandissement optique du défaut sous la passivation. Le défaut est constitué de plusieurs fissures qui traversent la couche N3+.

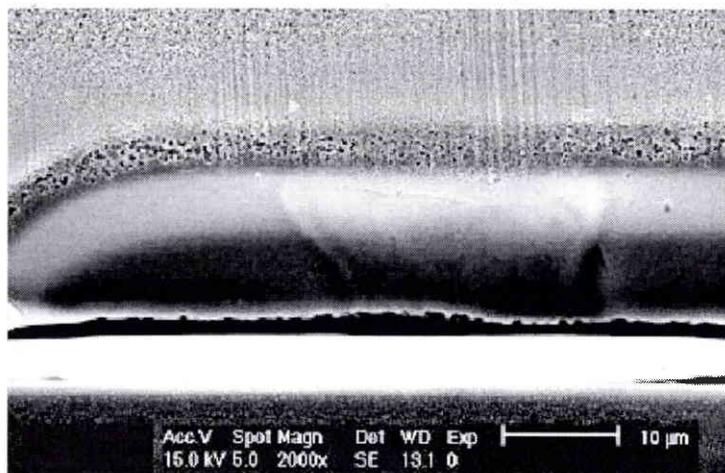


Fig. II-15. Même défaut que précédemment, vu au MEB.

II.2.1.6 TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 A/\mu s$ et $\hat{i} = 8,5 A$ (pièce 19-3) : $I_R > 50 \mu A$

Le suivi de la dégradation du TRIAC est représenté sur la figure II-16.

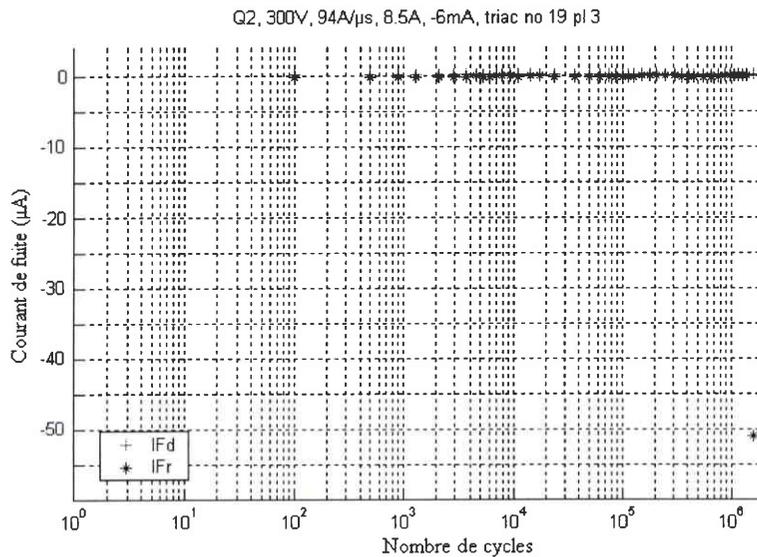


Fig. II-16. Mesure des courants de fuite sous 600 V en fonction du nombre de cycles. Absence de paliers et présence d'un saut de courant $> 50 \mu A$ qui indique une forte dégradation du TRIAC.

La figure II-17 montre deux régions émettrices : quasiment tout le courant de fuite traverse le défaut situé en face du court-circuit de gâchette tandis qu'un courant de fuite très faible traverse le défaut situé sous la passivation du sillon.

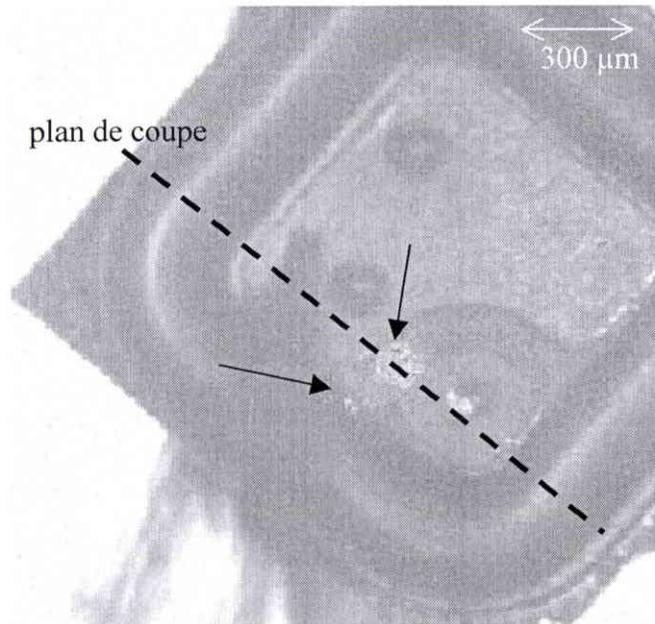


Fig. II-17. Emission en face avant sous -700 V. La majorité du courant de fuite traverse le défaut en face de la gâchette tandis qu'une faible partie passe par le défaut sous la passivation.

Une section selon le plan de coupe de la figure II-17 donne la représentation de la figure II-18.

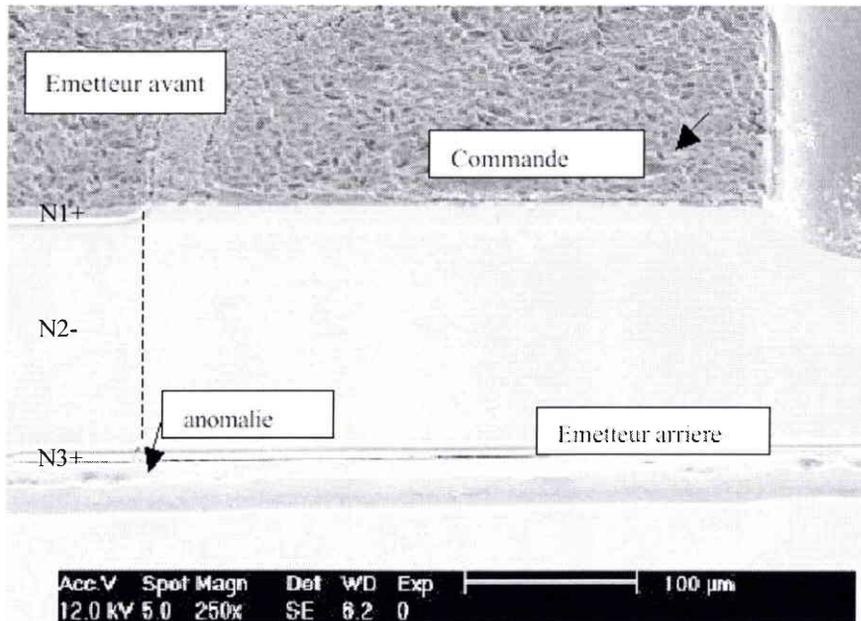


Fig. II-18. Section transversale selon le plan de coupe, vue au MEB. Le défaut situé en face de la gâchette est exactement à la limite de la jonction N1+.

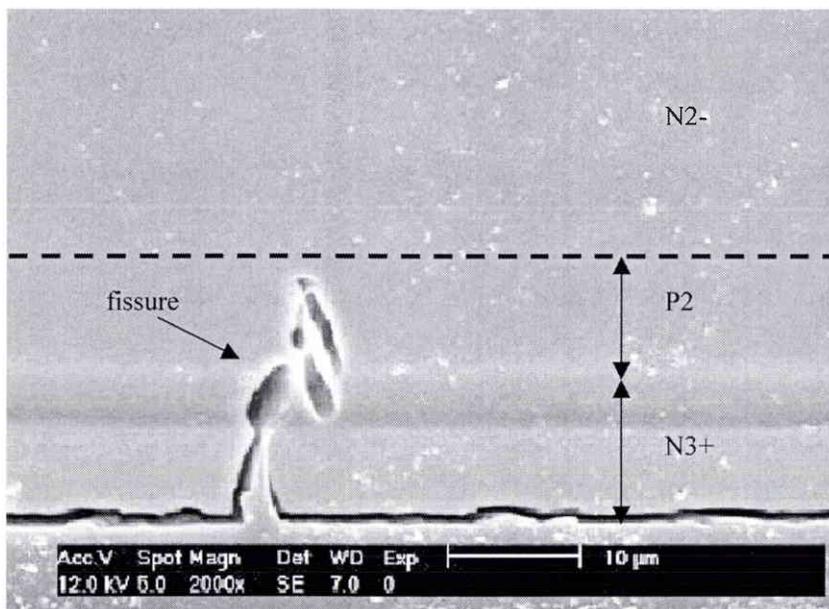


Fig. II-19. Agrandissement du défaut précédent, vu au MEB. Le défaut est une fissure qui traverse les couches N3+ et P2.

On observe sur la figure II-19 une fissure qui a traversé toute la couche N3+ et quasiment toute la couche P2. Il est intéressant de constater que cette fissure n'a pas généré de filaments à partir de la pointe, contrairement à la fissure du premier TRIAC étudié.

II.2.1.7 TRIAC dégradé avec un $di/dt = 94 A/\mu s$ et $\hat{i} = 8,5 A$ (pièce no 9-3) : $I_R > 50 \mu A$

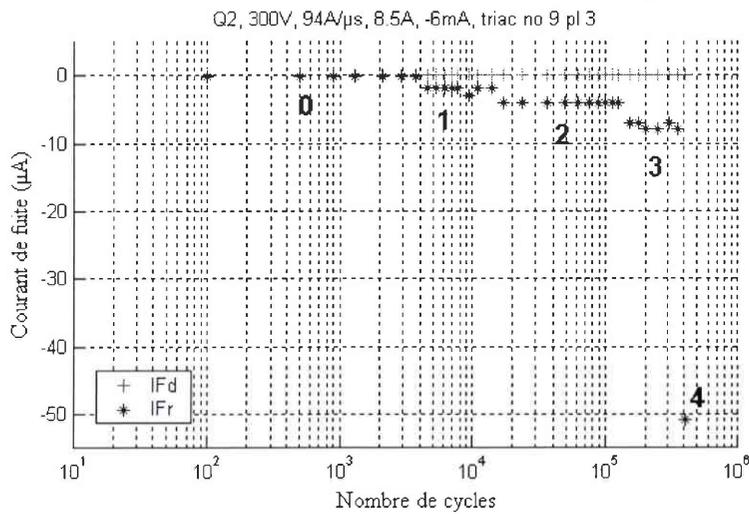


Fig. II-20. Mesure des courants de fuite sous 600V en fonction du nombre de cycles. Présence de trois paliers puis d'un saut de courant de fuite $> 50 \mu A$ qui indique une forte dégradation. Le courant de fuite inverse est de $300 \mu A$ sous $-600V$.

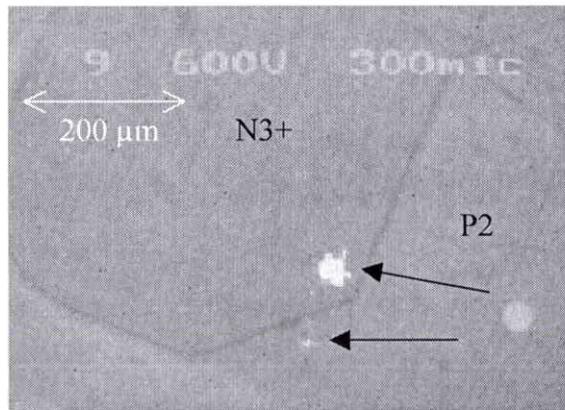


Fig. II-21. Emission en face arrière sous $-600V$. La majorité du courant de fuite traverse le défaut en face de la gâchette tandis qu'une faible partie passe par le défaut sous la passivation.

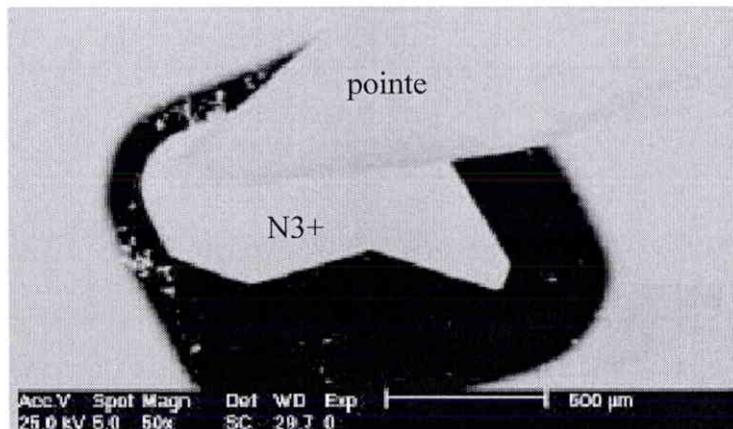


Fig. II-22. Analyse EBIC en face arrière avec une profondeur de pénétration de $8 \mu m$. L'absence de contraste montre que les défauts émissifs sont à une profondeur supérieure à $8 \mu m$.

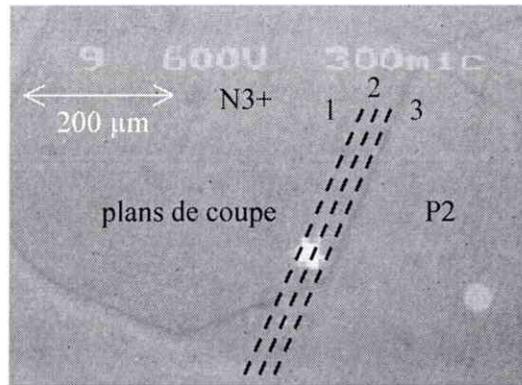


Fig. II-23. Trois sections transversales parallèles à travers le défaut émissif.

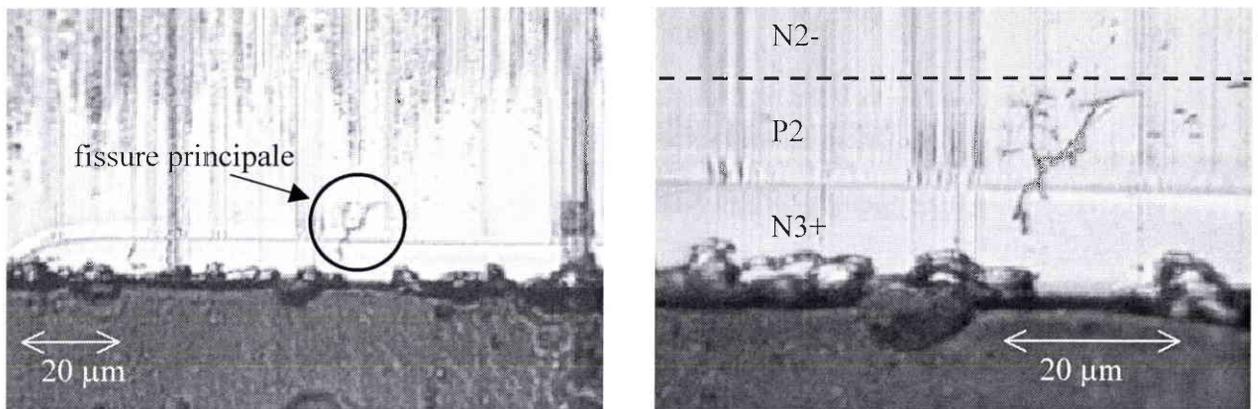


Fig. II-24. Section transversale selon le premier plan de coupe, vue optique. Le défaut est une fissure (appelée fissure principale) dans les couches N3+ et P2.

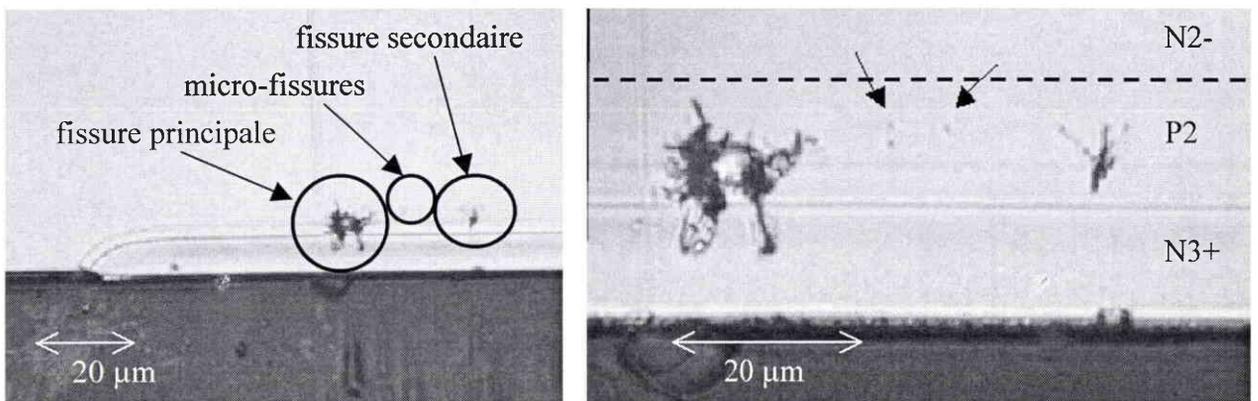


Fig. II-25. Section transversale selon le deuxième plan de coupe, vue optique avec révélation. Cette section coupe la fissure principale, mais aussi une fissure secondaire et deux micro-fissures de Griffith.

L'image par émission en face arrière de la figure II-21 a un diamètre de 50 µm environ, elle englobe en fait toutes les fissures observées sur l'image II-25. Ces quatre fissures semblent s'être formées à partir de défauts situés dans l'interface N3+P2. Ces fissures se propagent simultanément mais avec différentes vitesses de propagation, ce qui explique les différentes tailles observées. La fissure qui se propage le plus rapidement (la fissure principale) est à l'origine d'une

forte dégradation du TRIAC, donc du fort saut de courant de fuite. On constate sur la figure II-24 que cette fissure a également généré de nombreux filaments depuis la pointe. Ces filaments peuvent être à l'origine de faibles dégradations du TRIAC, donc des paliers de courant de fuite.

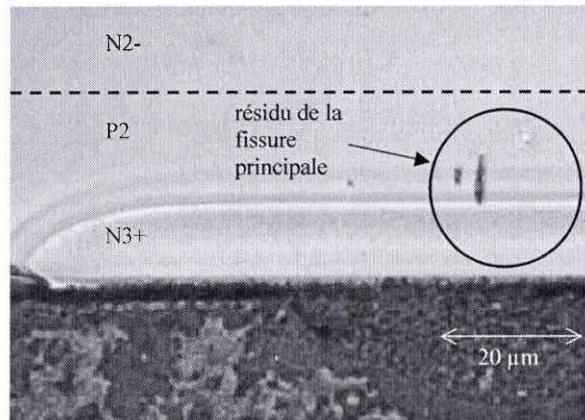


Fig. II-26. Section transversale selon le troisième plan de coupe, vue optique avec révélation. Cette section coupe sur un résidu de la fissure principale.

II.2.1.8 Effets électriques des défauts physiques

L'analyse des défaillances a permis de révéler l'existence de deux zones de dégradation dans la structure du TRIAC : F1 correspond à la fissure qui apparaît dans les couches N3+ et P2, elle est située latéralement en face du court-circuit de gâchette, tandis que F2 correspond à la fissure qui apparaît dans la couche P2, elle est située latéralement sous la passivation (figure II-27).

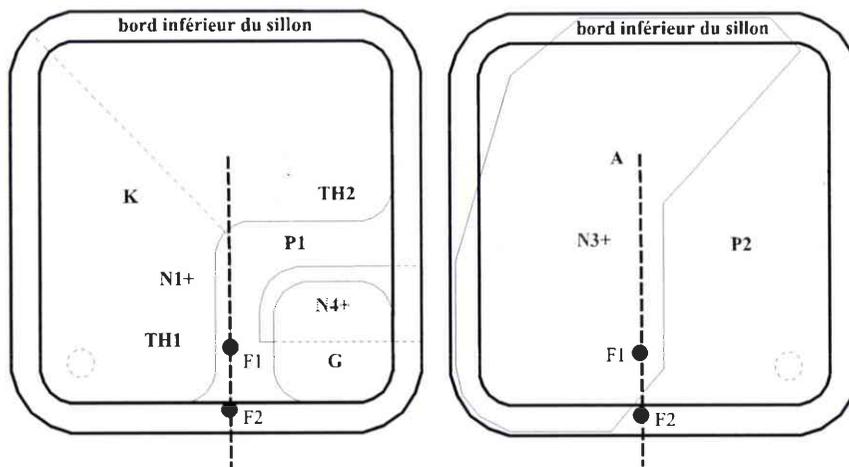


Fig. II-27. TRIAC avec deux défauts F1 et F2 : vue en face avant (gauche) et face arrière (droite).

La section selon le plan de coupe de la figure II-27 correspond à la figure II-28. Cette section coupe les couches N1+, P1, N2-, P2 du thyristor de puissance TH1, mais également la couche N3+, la passivation, ainsi que les deux défauts F1 et F2.

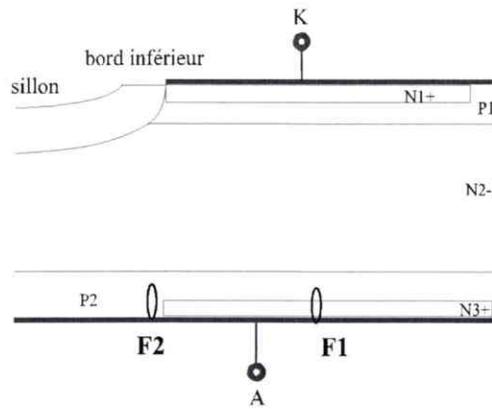


Fig. II-28. Coupe du TRIAC avec deux défauts F1 et F2.

On cherche à établir une corrélation entre le courant de fuite inverse mesuré et l'existence des défauts. Pour comprendre l'effet des fissures F1 et F2 sur le courant de fuite inverse, nous allons étudier plusieurs cas possibles.

Absence de défaut dans la structure

Le courant de fuite inverse correspond au courant de porteurs minoritaires qui se multiplie dans la jonction N2-P2 fortement polarisée en inverse ($V_{AK} = -600 \text{ V}$). Les porteurs minoritaires de la couche N2- (trous) et les porteurs minoritaires de la couche P2 (électrons) sont accélérés par le champ électrique de la zone de charge d'espace de la jonction N2-P2 et arrachent des paires électrons-trous : il y a multiplication des porteurs par phénomène d'avalanche dans la ZCE (figure II-29). L'émission de lumière sera uniforme sur toute la surface du composant si les centres de r-g des porteurs sont répartis uniformément dans la ZCE de N2-P2 polarisée en inverse.

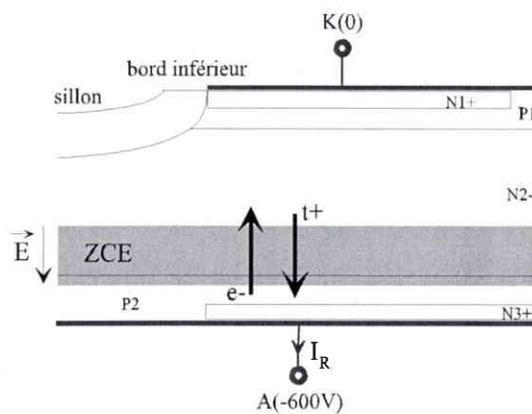


Fig. II-29. Courant de fuite inverse I_R dans une structure sans défaut.

Le courant de fuite inverse du TRIAC est donné par l'équation suivante (annexe A.2) :

$$I_R = M \cdot I_{s(N2-P2)} \tag{II.1}$$

où $I_{s(N2-P2)}$ est le courant de saturation de la jonction N2-P2, M est le coefficient de multiplication des porteurs qui dépend de la différence de potentiel appliquée V_{AK} .

Défauts non émissifs (ne modifiant pas I_R dans la structure)

On considère une fissure F1 située dans les couches N3+ et P2 mais qui n'atteint pas la ZCE de la jonction N2-P2 (figure II-30).

La fissure ne modifie pas le courant des porteurs minoritaires de la couche N2- (trous) ainsi que le courant des porteurs minoritaires de la couche P2 (électrons) qui traversent la ZCE de la jonction N2-P2. Ce défaut ne modifie pas le courant de fuite inverse et n'est pas observable par émission.

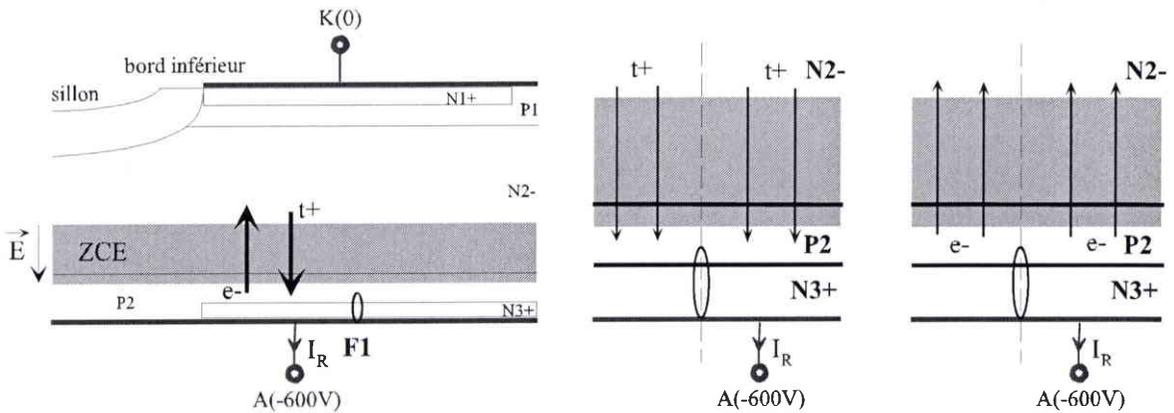


Fig. II-30. Structure avec un défaut F1 ne modifiant pas I_R .

On considère une fissure F2 située dans la couche P2 mais qui n'atteint pas la ZCE de N2-P2 (figure II-31). Comme ce défaut ne crée pas des centres de r-g dans la ZCE de la jonction polarisée en inverse, il ne modifie pas le courant des porteurs minoritaires qui traversent la ZCE, et n'est pas observable par émission.

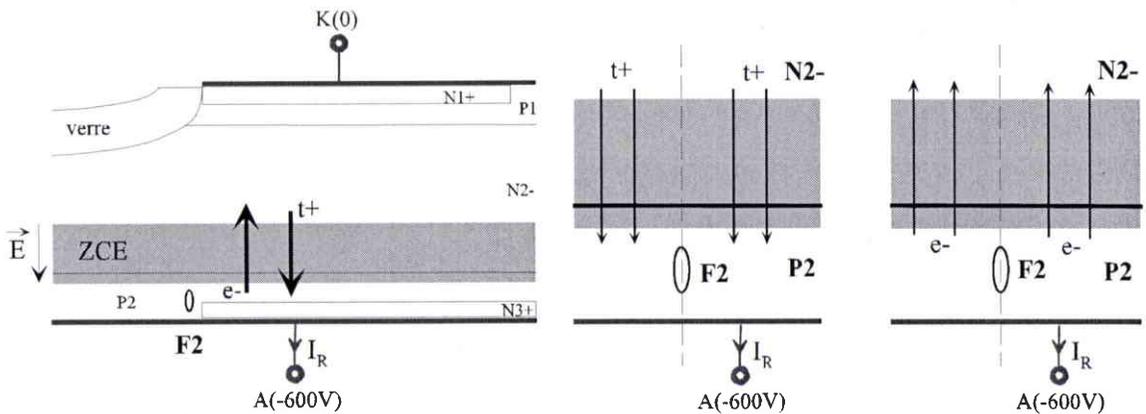


Fig. II-31. Structure avec un défaut F2 ne modifiant pas I_R .

Défauts émissifs (modifiant I_R dans la structure)

On considère une fissure F1 située dans les couches N3+ et P2 mais qui a atteint la ZCE de la jonction N2-P2 (figure II-32).

La pointe de la fissure introduit des centres de r-g qui provoquent une augmentation locale du courant de fuite et une émission locale de lumière. Le courant d'électrons dans la ZCE augmente fortement à cause des centres de r-g, mais aussi par le fait que la fissure forme un chemin électrique entre la couche N3+ et la ZCE. L'augmentation du courant de fuite inverse de la jonction N2-P2 dépend de la proportion de la fissure F1 qui se situe dans la ZCE.

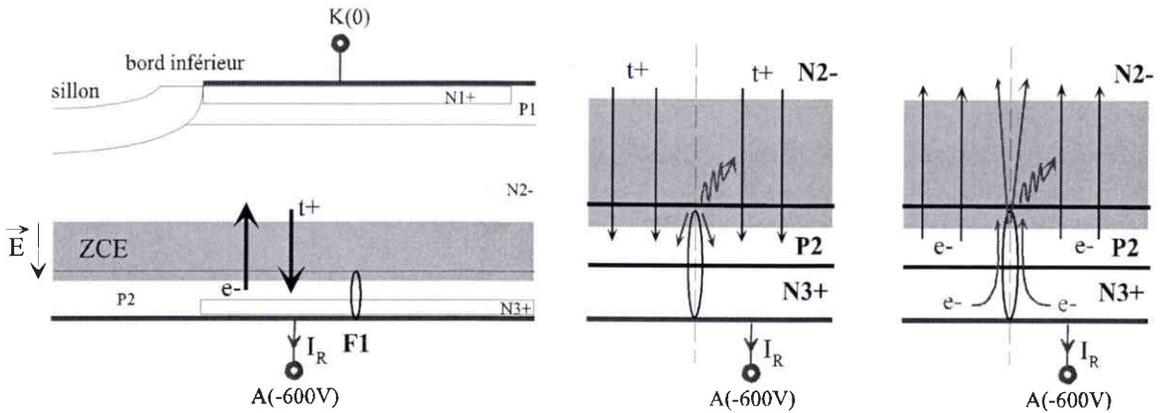


Fig. II-32. Structure avec un défaut F1 modifiant I_R .

On considère une fissure F2 située dans la couche P2 mais qui a atteint la ZCE de la jonction N2-P2 (figure II-33).

Cette fissure introduit des centres de r-g qui provoquent une augmentation locale du courant de fuite ainsi qu'une émission de lumière. L'augmentation du courant de fuite inverse de la jonction N2-P2 dépend de la proportion de la fissure F2 qui se situe dans la ZCE.

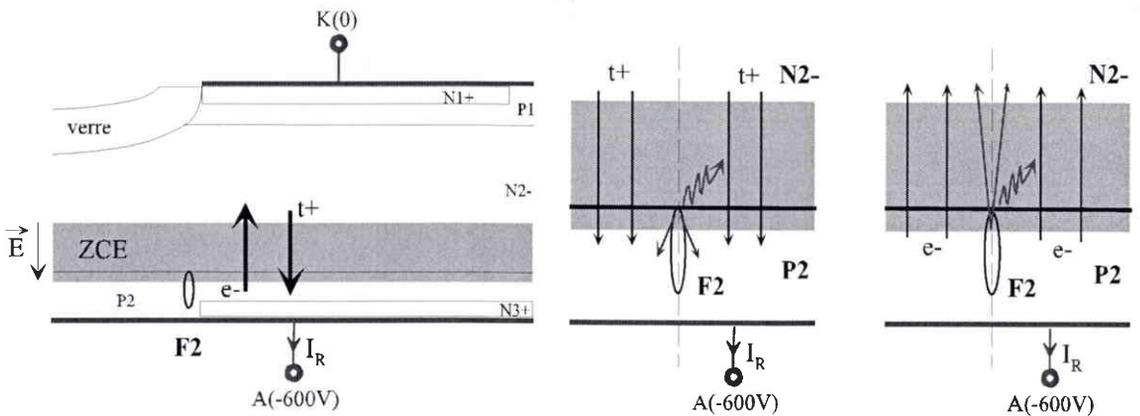


Fig. II-33. Structure avec un défaut F2 modifiant I_R .

On peut représenter l'effet des fissures par un circuit équivalent simple (figure II-34). Les fissures introduisent des centres dans la ZCE générant des électrons, ou créant un court-circuit entre les couches N3+ et N2. Ces porteurs sont accélérés et multipliés par la ZCE de la jonction N2-P2 polarisée en inverse. Ce courant va servir de courant de base au transistor P1 N2 P2. Si ce courant devient suffisamment fort, les trous émis par P1 vont atteindre la couche P2 et servir de courant de base au transistor N3 P2 N2. Le thyristor se ferme par rétroaction entre les deux transistors, il n'est plus capable de tenir la différence de potentiel appliquée V_{AK} .

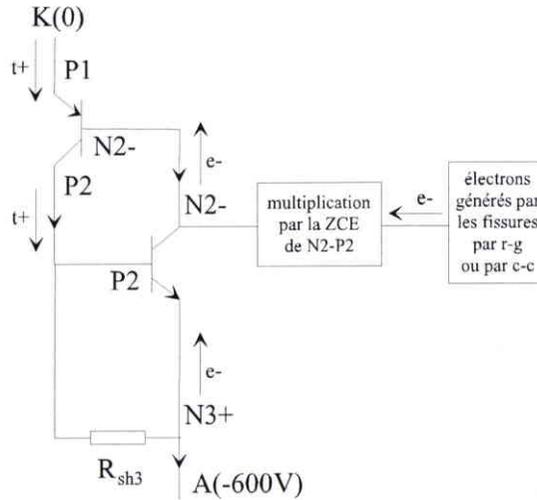


Fig. II-34. Circuit équivalent de l'effet des fissures.

Effet électrique des défauts sur le courant de fuite direct, les chutes de tension et la sensibilité

Les fissures F1 et F2 n'entraînent pas de variation du courant de fuite direct I_D sous $V_{AK}=+600V$ (figure II-35). Le courant de fuite direct est constitué des porteurs minoritaires de la couche P1 (électrons) et des porteurs minoritaires de la couche N2 (trous) qui sont accélérés et multipliés dans la ZCE de la jonction N2-P1.

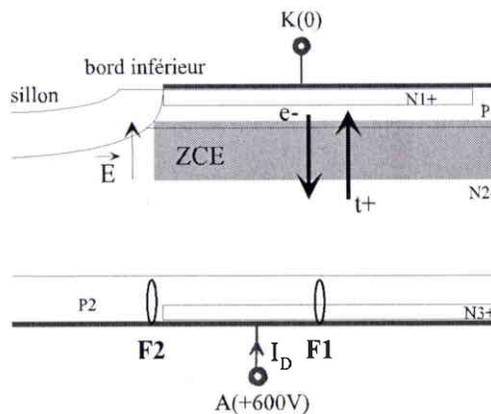


Fig. II-35. Courant de fuite direct I_D d'un TRIAC avec les deux défauts.

Nous n'avons pas observé d'évolution des chutes de tension en fonction du nombre de cycles. La figure II-36 est un exemple de suivi de la dégradation d'un TRIAC. Les chutes de tension en direct et en inverse ne varient pas car les fissures n'arrivent pas à pénétrer dans la couche N2-, ou ne forment pas un défaut suffisamment volumineux dans cette couche. En effet, l'apparition de défauts dans la couche N2- modifie la durée de vie des porteurs minoritaires, ce qui se caractérise par une variation des chutes de tension (annexe A.2).

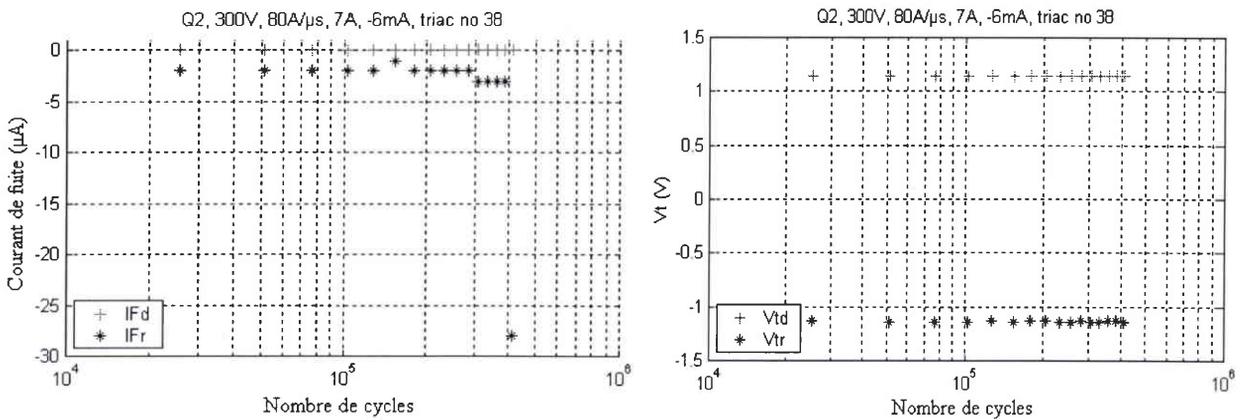


Fig. II-36. Evolution des courants de fuite et des chutes de tension du TRIAC no 38.

Aucun défaut n'a été observé dans les couches P1 et N1+, au niveau électrique nous n'avons pas observé de variation de la résistance R_{GK} et des sensibilités.

II.2.1.9 Synthèse

La contrainte électrique di/dt à la fermeture dans le quadrant Q2 provoque une dégradation progressive des caractéristiques électriques des TRIACs. Cette dégradation se traduit par une augmentation graduelle du courant de fuite inverse avec le nombre de cycles d'amorçage. Les analyses physiques des TRIACs défaillants ont montré la formation de micro-fissures en face arrière dans la zone primaire de fermeture de l'émetteur du thyristor actif. Ces micro-fissures semblent s'être initiées à partir des défauts ponctuels de l'émetteur en face arrière, puis de s'être propagées verticalement dans le volume de la puce. Lorsque la fissure qui se propage le plus rapidement atteint la zone de charge d'espace de la jonction qui tient la tension en inverse, il apparaît un courant de fuite inverse proportionnel au défaut créé par la fissure dans la ZCE.

II.2.2 Etude des TRIACs dégradés dans le quadrant Q3 par des di/dt répétitifs

Les TRIACs suivants ont été dégradés avec différents niveaux de la contrainte di/dt : - 320, - 360, - 400, et - 410 A/ μ s. L'étude suit une logique d'analyse : on a d'abord effectué des émissions photoniques et IR, puis des sections transversales dans les défauts, ainsi qu'une étude de la métallisation de cathode.

II.2.2.1 TRIAC dégradé avec un $di/dt = -400$ A/ μ s (pièce 3-19) : c-c I_R et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en court-circuit inverse et en courant de fuite direct simultanément au bout de 12800 cycles. Le court-circuit inverse empêche de faire une émission avec une polarisation anode cathode négative.

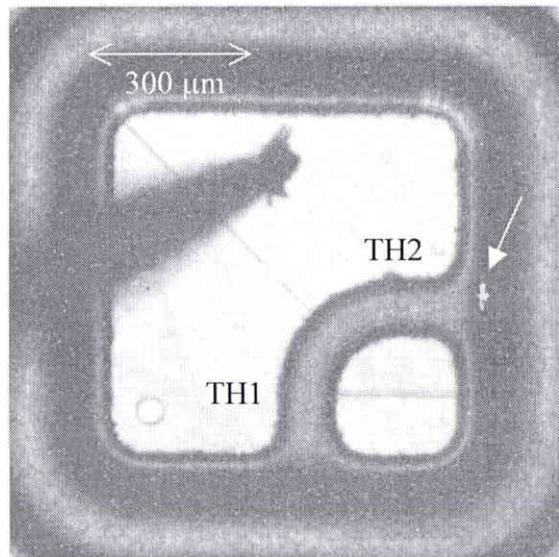


Fig. II-37. Emission en face avant sous 125 V. Un courant de fuite direct de 1 mA traverse un défaut situé sous la passivation du thyristor TH2.

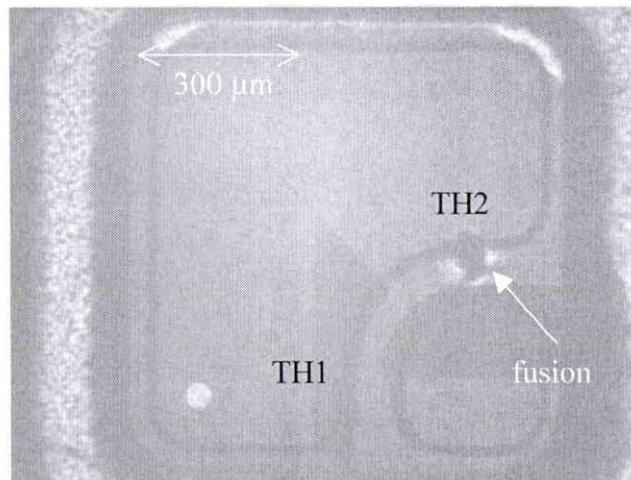


Fig. II-38. Vue au microscope IR. Une fusion est située dans le volume du thyristor TH2.

II.2.2.2 TRIAC dégradé avec un $di/dt = -400 A/\mu s$ (pièce 6-19) : $c-c I_R$ et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en court-circuit inverse et en courant de fuite direct simultanément au bout de 25600 cycles. Le court-circuit inverse empêche de faire une émission avec une polarisation anode cathode négative.

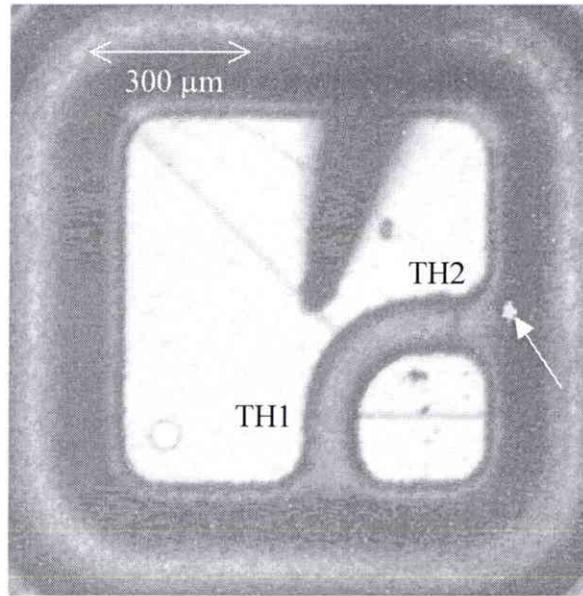


Fig. II-39. Emission en face avant sous 90 V. Un courant de fuite direct de 600 μA traverse un défaut situé sous la passivation du thyristor TH2.

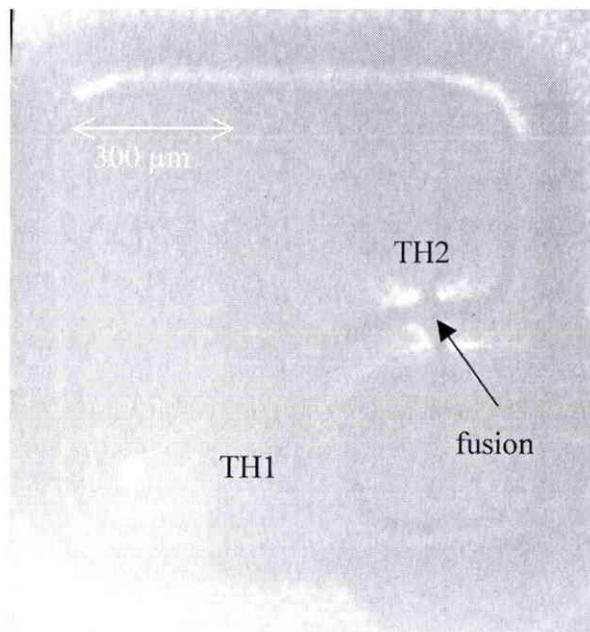


Fig. II-40. Vue au microscope IR. Une fusion est située dans le volume du thyristor TH2.

II.2.2.3 TRIAC dégradé avec un $di/dt = -320 A/\mu s$ (pièce 40-20) : I_R et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en fort courant de fuite inverse et en fort courant de fuite direct simultanément au bout de 9200 cycles.

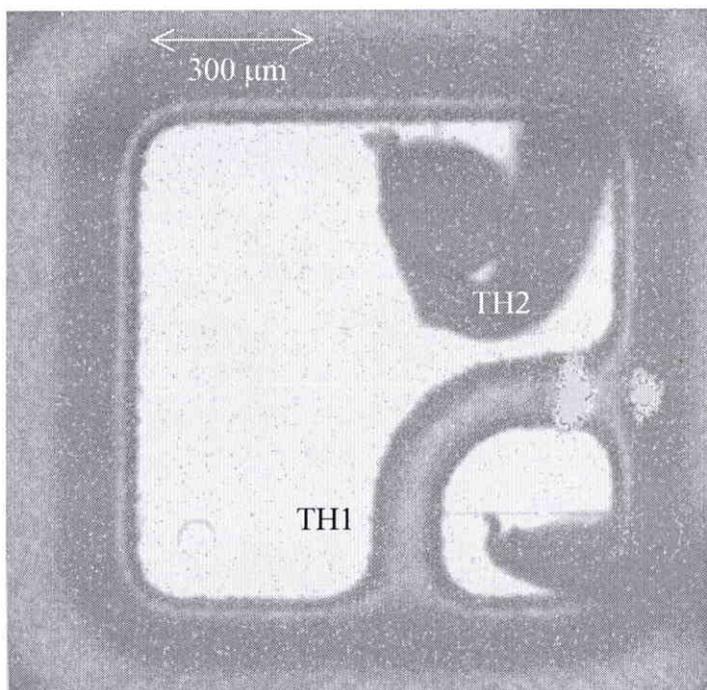


Fig. II-41. Emission en face avant. Un courant de fuite traverse deux défauts. Un défaut est situé dans la ZPF du thyristor TH2 tandis qu'un autre défaut est situé sous la passivation.

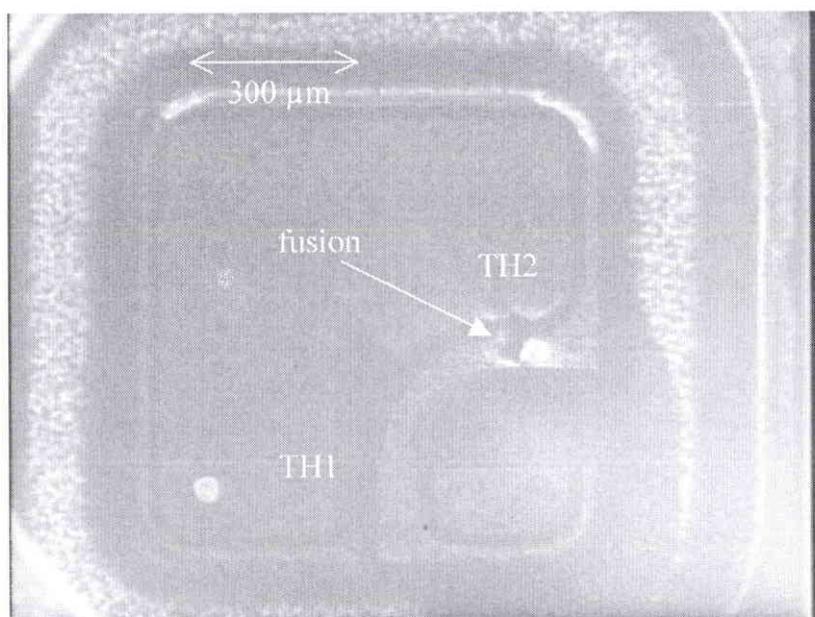


Fig. II-42. Vue au microscope IR. Une fusion est située dans la ZPF du thyristor TH2.

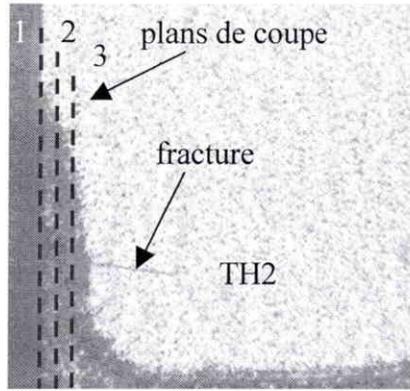


Fig. II-43. Plans de coupe des micro-sections transversales. On observe une fissure en surface qui est issue du point de fusion.

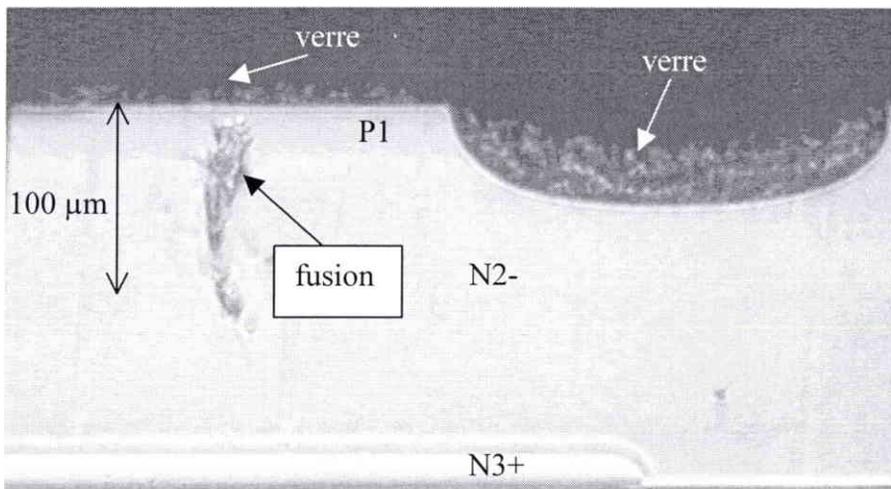


Fig. II-44. Section transversale selon le premier plan de coupe, vue optique avec révélation. Une fusion est située dans le volume de la couche P1 et dans le substrat N2. Cette fusion est apparue au niveau de l'interface de la jonction N2-P1 et n'a pas atteint la surface qui est protégée par une couche de verre. Elle est située latéralement sous le verre entre la cathode et la gâchette.

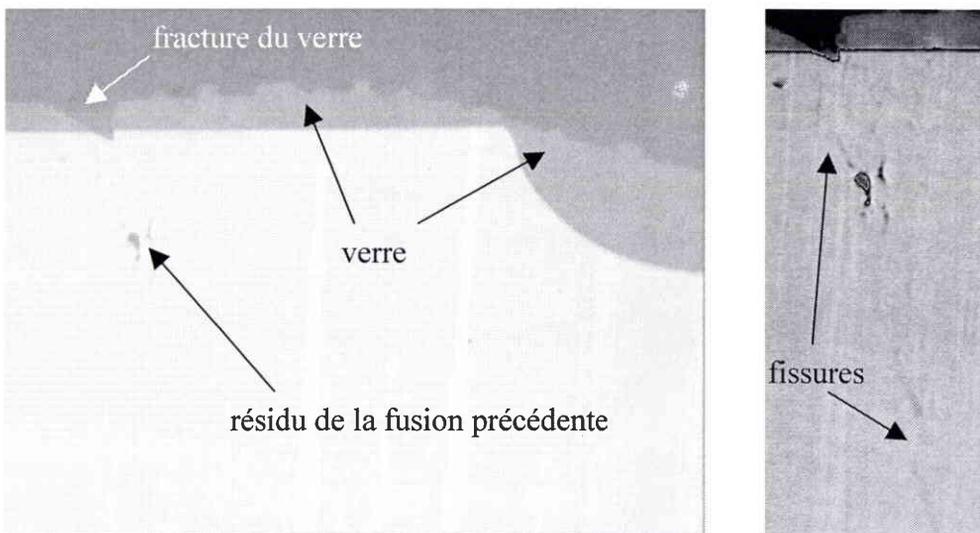


Fig. II-45. Section transversale selon le deuxième plan de coupe, vue optique. Un résidu de la fusion précédente est coupé par le plan. Des fissures entourent la fusion.

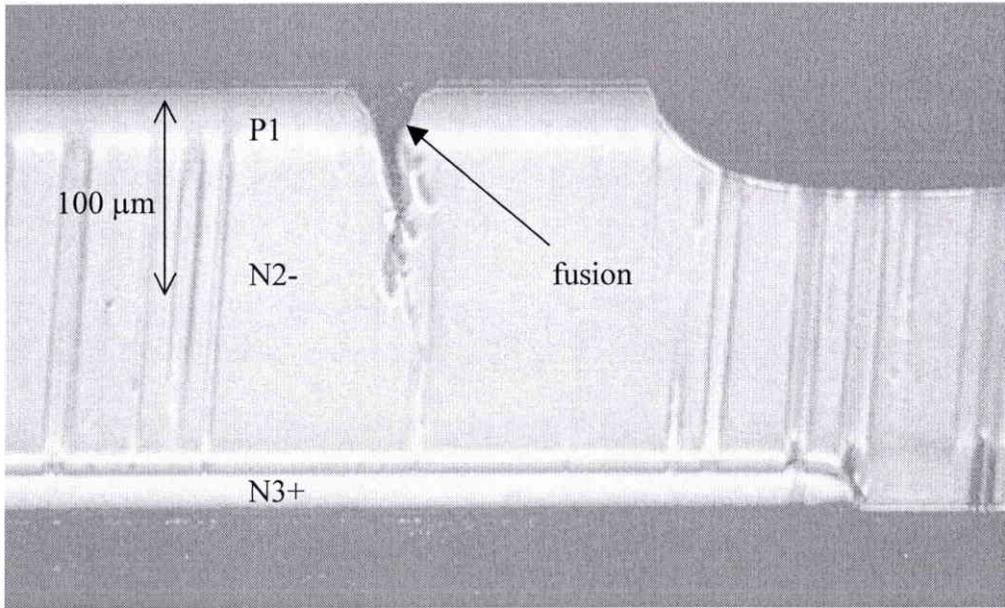


Fig. II-46. Section transversale selon le troisième plan de coupe, vue optique avec révélation. Une deuxième fusion est située dans la couche P1 et dans le substrat N2-. Cette fusion est apparue depuis la surface en face avant. Elle est située latéralement à la limite de la métallisation (qui a été retirée) de la cathode de TH2.

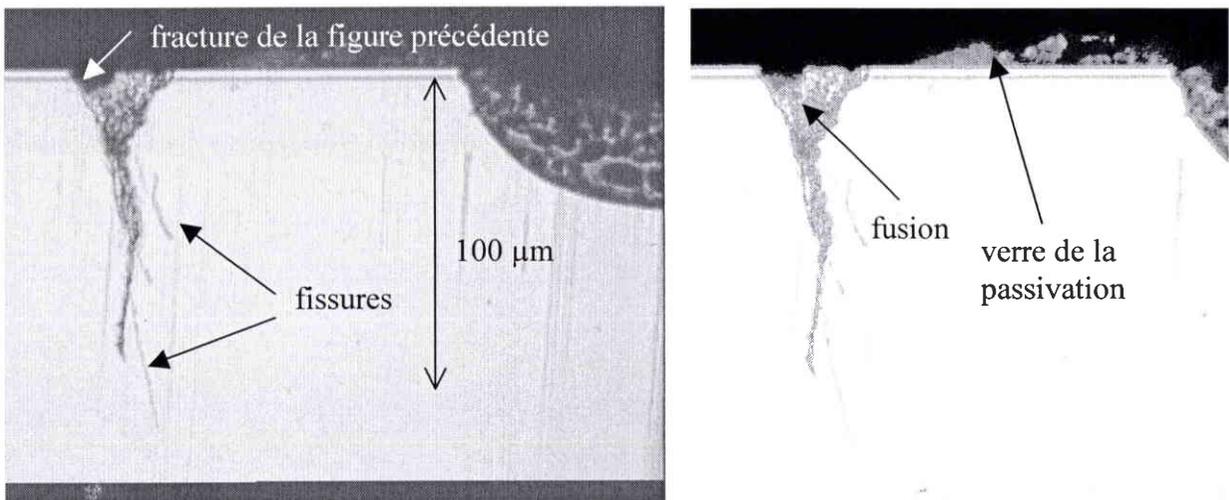


Fig. II-47. Image précédente avec ajustement de la colorimétrie pour faire apparaître le verre. La fusion est entourée de fissures. Elle est apparue sous la métallisation de cathode de TH2. La forme conique du défaut est caractéristique de la fusion d'un point chaud surfacique.

L'amorçage des TRIACs dans le quadrant Q3 avec un fort di/dt provoque l'apparition dans la zone primaire de fermeture du thyristor TH2 de deux points chauds : un point chaud est situé dans le substrat N2- proche de P1 (point chaud volumique) tandis qu'un autre point chaud est situé en surface sous la métallisation de cathode (point chaud surfacique).

II.2.2.4 TRIAC contraint avec un $di/dt = -410 A/\mu s$ (pièce 39-23)

Cette pièce est l'unique survivante d'un test de fiabilité dans le quadrant Q3 avec un niveau de contrainte $di/dt = -410 A/\mu s$. Les métallisations n'ont pas été retirées afin de pouvoir étudier l'effet du point chaud surfacique sur la cathode.

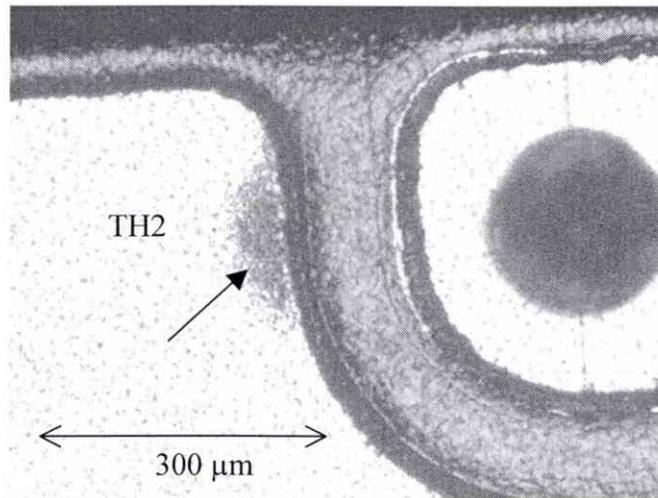


Fig. II-48. *Vue optique de la face avant. La métallisation de cathode présente au dessus du point chaud surfacique du silicium une texture qui réfléchit la lumière différemment (tache noire).*

II.2.2.5 TRIAC dégradé avec un $di/dt = -360 A/\mu s$ (pièce 1-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en fort courant de fuite inverse et en fort courant de fuite direct simultanément au bout de 12800 cycles. Les métallisations n'ont pas été retirées afin de pouvoir étudier l'effet du point chaud surfacique sur la cathode.

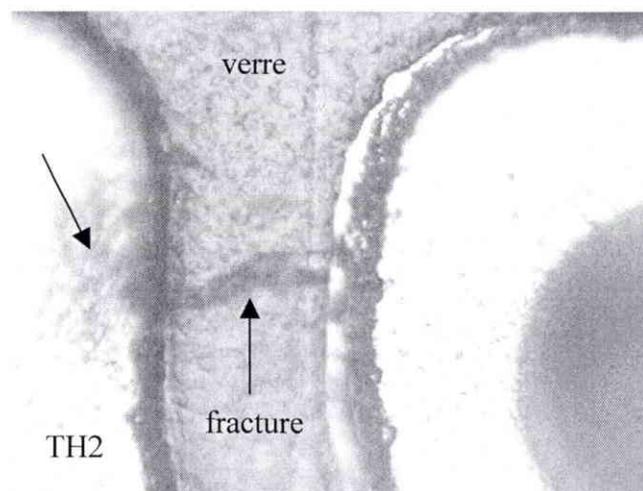


Fig. II-49. *Vue optique de la face avant. La métallisation de cathode présente au dessus du point chaud surfacique du silicium une texture qui réfléchit la lumière différemment (tache noire). Une fracture de la passivation au verre est également visible.*

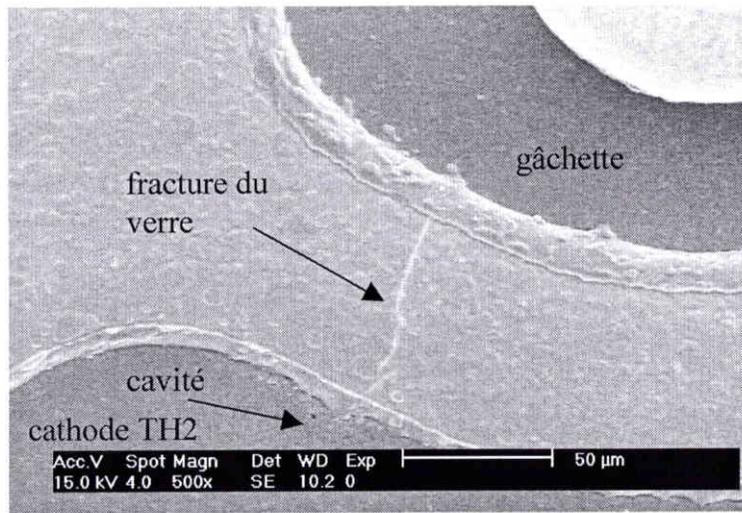


Fig. II-50. *Vue au MEB. Le verre de la passivation entre cathode et gâchette présente une fracture. Une cavité (trou) est visible à la surface du métal de la cathode.*

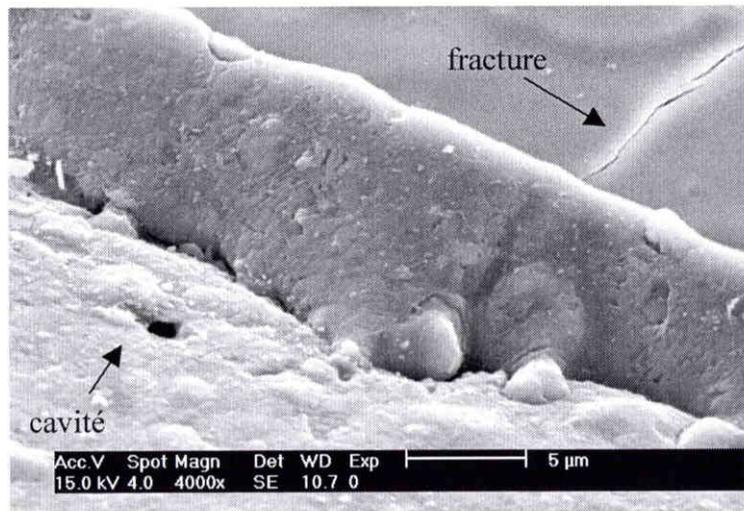


Fig. II-51. *Visualisation au MEB de la fracture du verre et de la cavité de la cathode.*

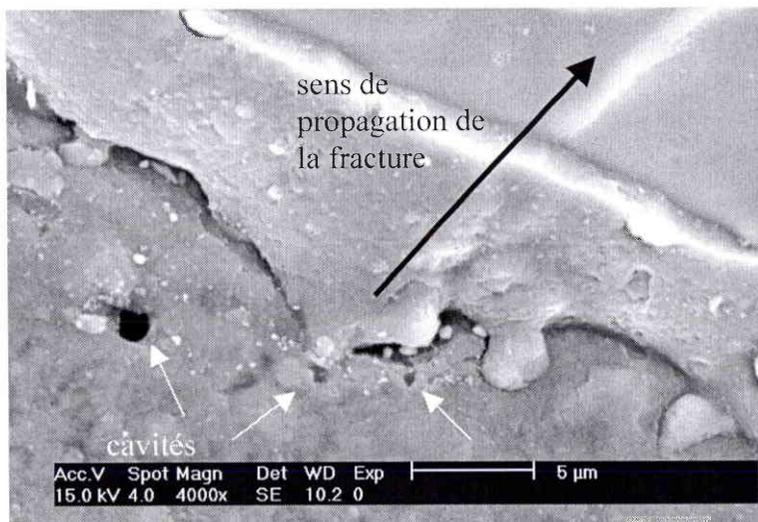


Fig. II-52. *La fracture du verre a été initiée depuis plusieurs petites cavités du métal.*

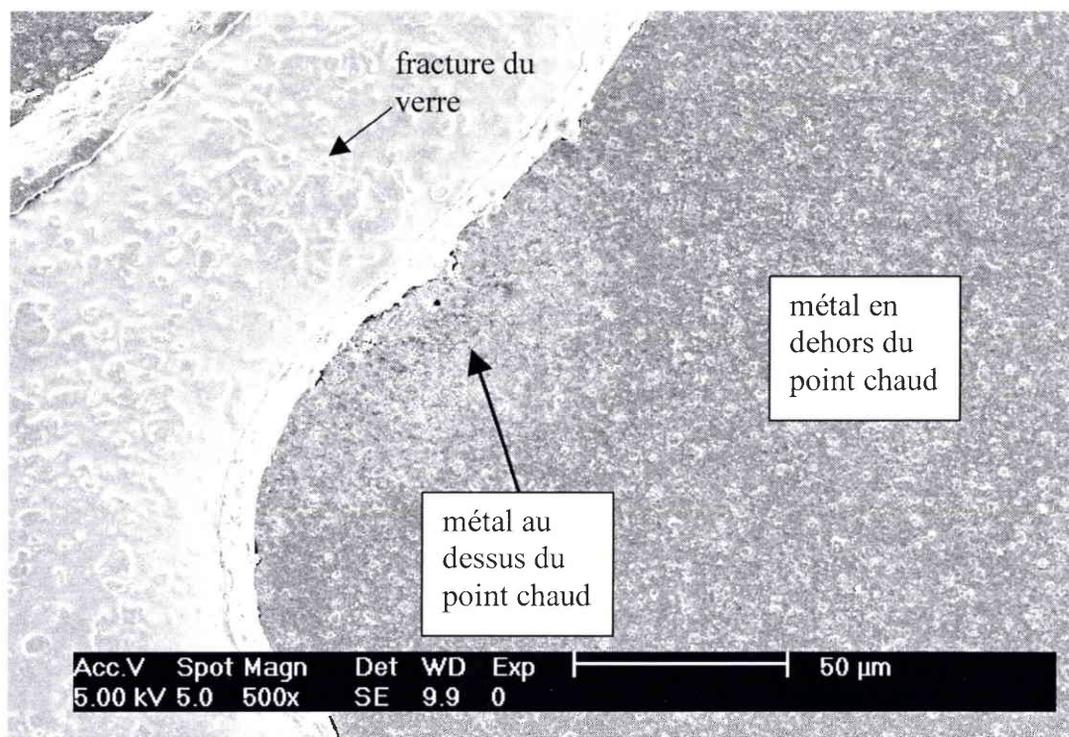


Fig. II-53. Analyse fine de la surface au MEB. On constate une différence de contraste entre le métal en dehors du point chaud surfacique et le métal sur le point surfacique.

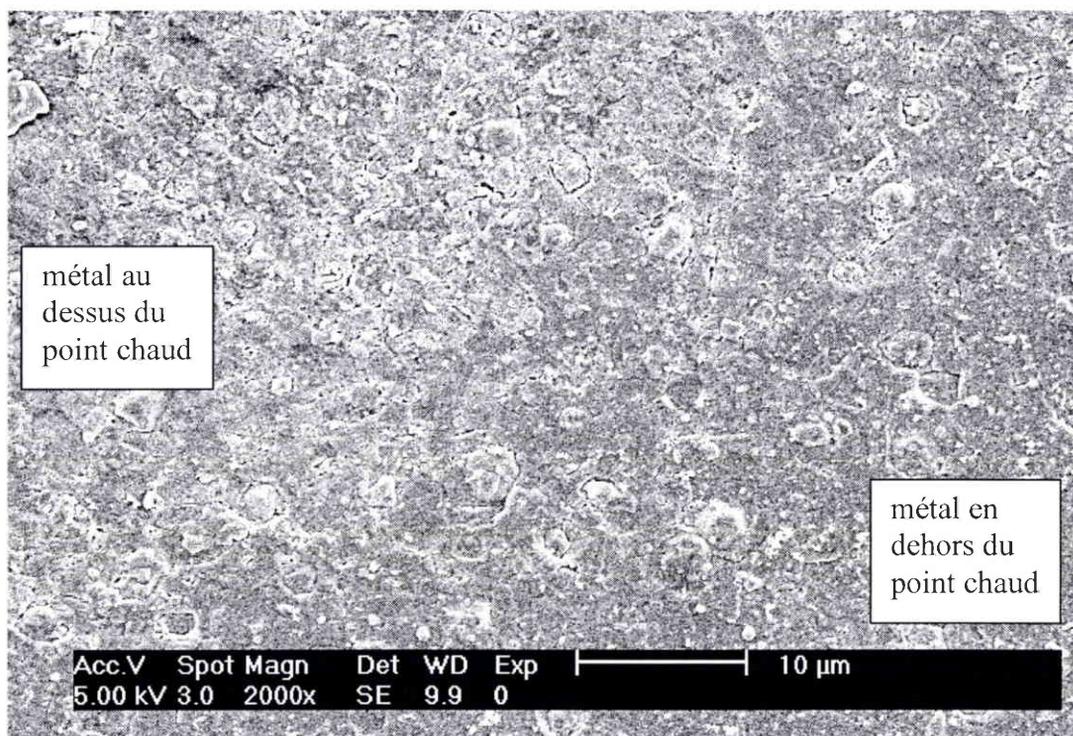


Fig. II-54. Vue MEB prise à la limite entre la métallisation contrainte (sur le point chaud) et la métallisation non contrainte (en dehors du point chaud).

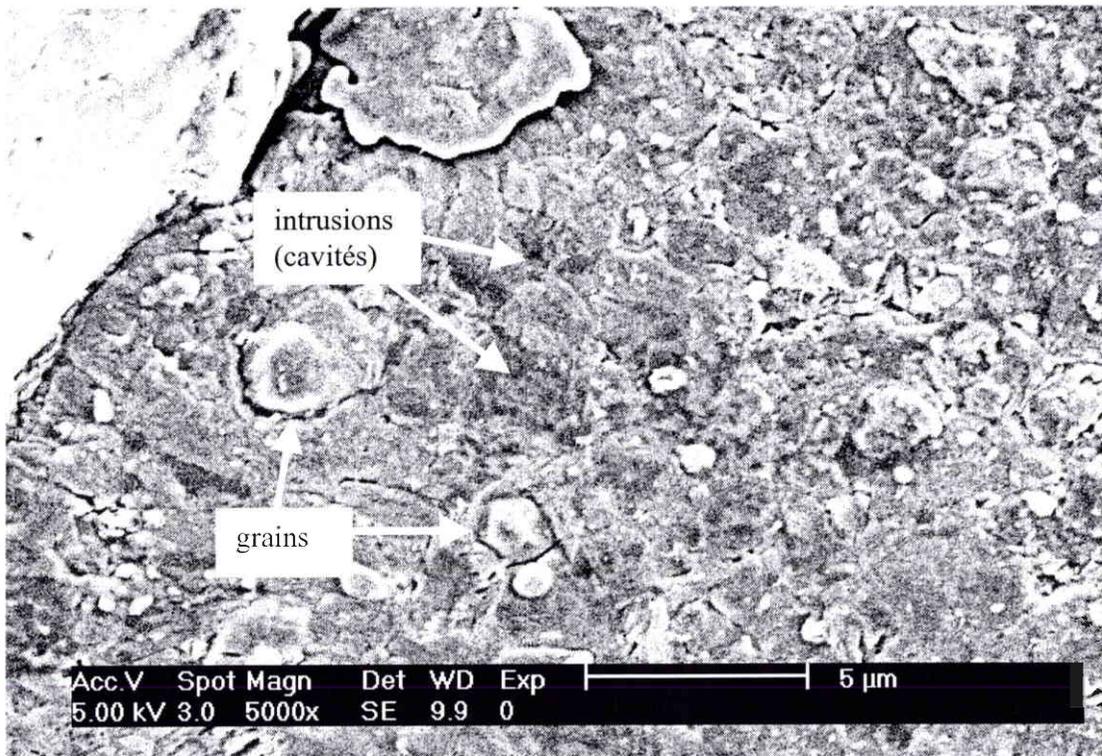


Fig. II-55. Vue au MEB du métal de la cathode sur le point chaud surfacique. On observe les grains de l'aluminium. La surface entre les grains n'est pas plane, les taches sombres sont des intrusions (cavités plus ou moins profondes dans le métal) entourées par des extrusions.

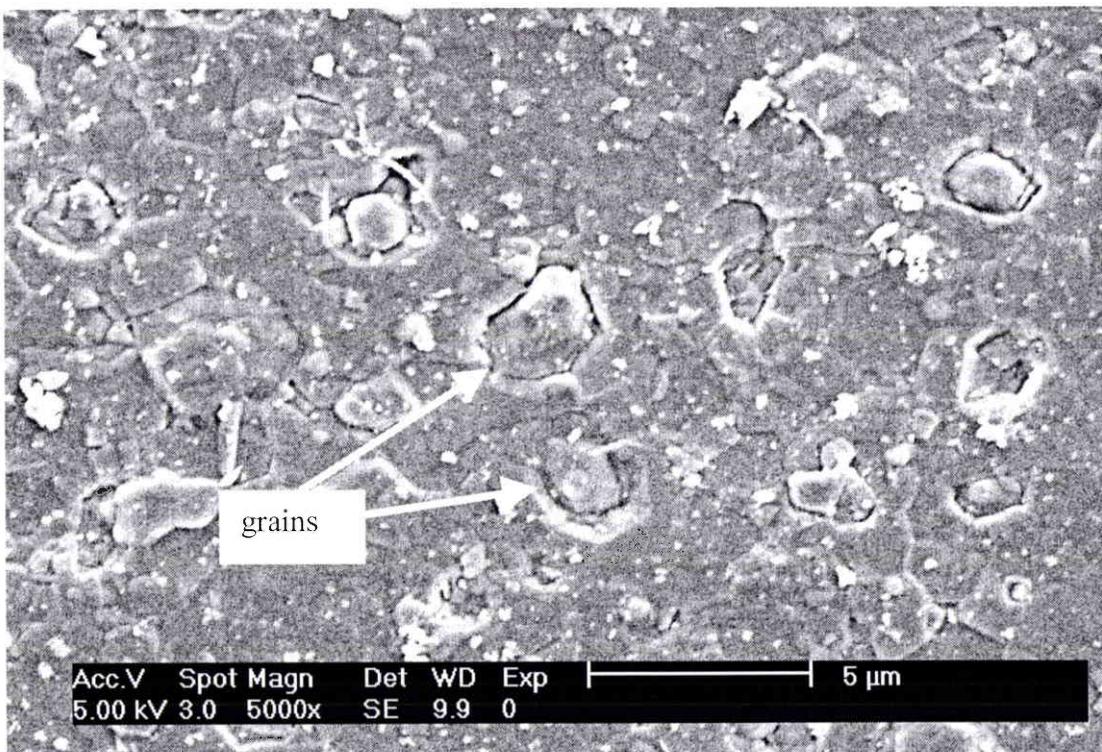


Fig. II-56. Vue au MEB du métal de la cathode en dehors du point chaud surfacique. On observe les grains de l'aluminium. La surface entre les grains est plane.

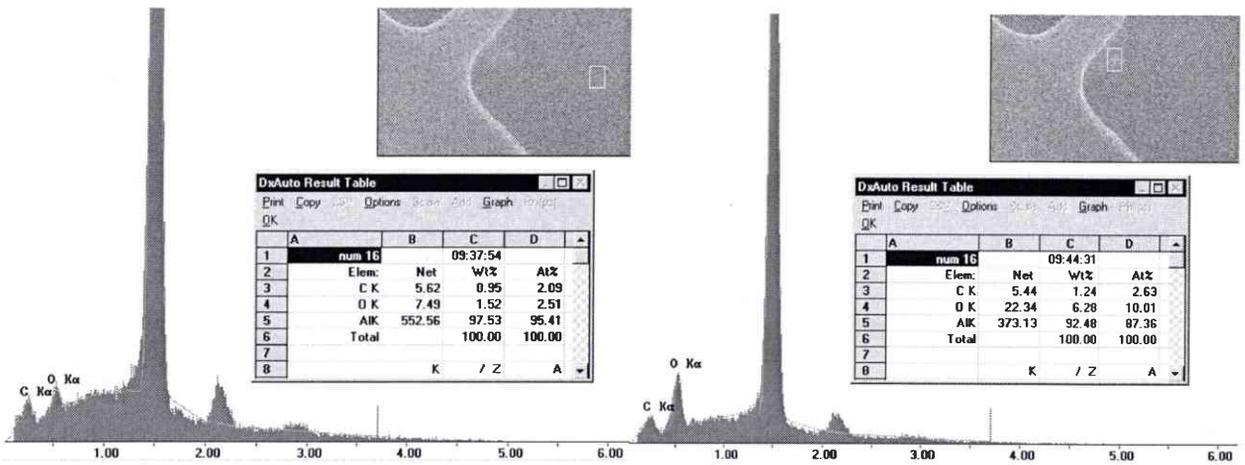


Fig. II-57. Analyse spectroscopique de la surface du métal de la cathode. Le métal contraint (droite) présente une concentration en oxygène plus importante que le métal non contraint (gauche). La grande raie est celle de l'aluminium. Cette concentration en oxygène plus élevée vient de l'oxydation des surfaces qui se sont créées par déformation [BROE-82].

La différence de réflexion de lumière que l'on a observée sur les figures II-48 et II-49 peut être expliquée à partir de la formation des cavités à la surface du métal. La métallisation de cathode en dehors du point chaud surfacique ne subit pas de contraintes mécaniques, elle présente une surface plane (avec quelques grains) qui réfléchit la lumière incidente vers l'objectif du microscope (figure II-58).

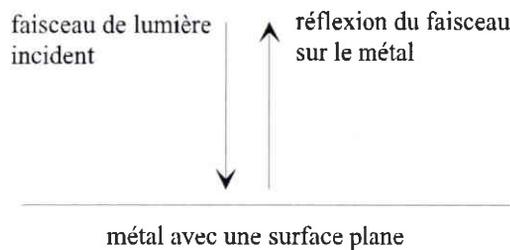


Fig. II-58. Réflexion de la lumière optique sur la métallisation non contrainte.

La métallisation de cathode au dessus du point chaud surfacique subit de fortes contraintes mécaniques, elle présente une surface déformée avec des intrusions et extrusions. Les faisceaux lumineux sont déviés et ne sont pas tous réfléchis vers l'objectif du microscope (figure II-59).

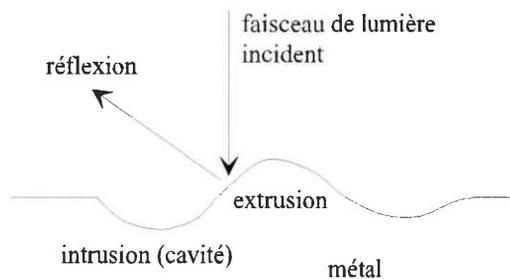


Fig. II-59. Réflexion de la lumière optique sur la surface de la métallisation contrainte.

II.2.2.6 TRIAC dégradé avec un $di/dt = - 360 A/\mu s$ (pièce 27-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en fort courant de fuite inverse et en fort courant de fuite direct simultanément au bout de 12800 cycles. Les métallisations n'ont pas été retirées afin de pouvoir étudier l'effet du point chaud surfacique sur la cathode.

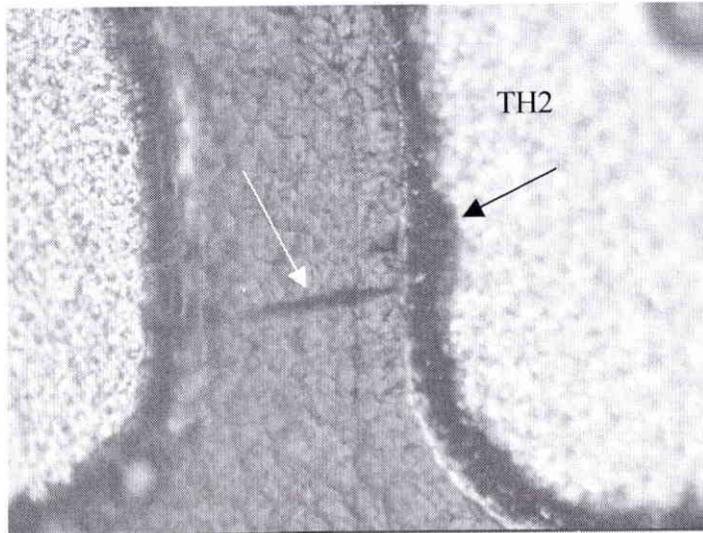


Fig. II-60. *Vue optique de la face avant. La métallisation de cathode présente une usure. Une fracture est également visible dans le verre de la passivation.*

II.2.2.7 TRIAC dégradé avec un $di/dt = - 360 A/\mu s$ (pièce 7-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en fort courant de fuite inverse et en fort courant de fuite direct simultanément au bout de 890400 cycles. Les métallisations n'ont pas été retirées afin de pouvoir étudier l'effet du point chaud surfacique sur la cathode.



Fig. II-61. *Vue optique de la face avant. La métallisation de cathode ne présente pas d'usure particulière. On distingue la fusion surfacique du silicium sous le verre.*

II.2.2.8 TRIAC dégradé avec un $di/dt = -360 A/\mu s$ (pièce 12-24) : I_R et $I_D > 50 \mu A$

Dégradation catastrophique en fort courant de fuite inverse et en fort courant de fuite direct simultanément au bout de 278400 cycles. Les métallisations n'ont pas été retirées afin de pouvoir étudier l'effet du point chaud surfacique sur la cathode.

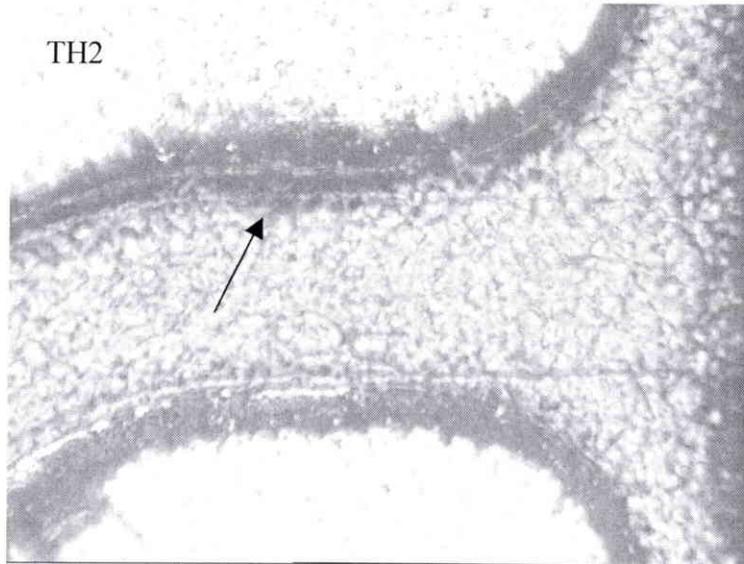


Fig. II-62. *Vue optique de la face avant. La métallisation de cathode ne présente pas d'usure particulière. La fusion surfacique du silicium est visible à travers le verre.*

On constate que les TRIACs qui se sont dégradés en peu de cycles (au début du test) avec un $di/dt = -360 A/\mu s$ présentent une forte usure de la métallisation de cathode (pièces no 1 et 27) due au point chaud surfacique, tandis que les TRIACs qui se sont dégradés avec beaucoup de cycles (en fin de test) ne présentent pas d'usure de la métallisation (pièces no 7 et 12). Il y a toujours fusion du point chaud surfacique quand le TRIAC arrive en fin de vie.

II.2.2.9 Synthèse

La contrainte électrique di/dt à la fermeture dans le quadrant Q3 provoque une dégradation spontanée des TRIACs. Cette dégradation se traduit par une forte variation instantanée des courants de fuite directs et inverses simultanément. Les analyses physiques des pièces défailtantes ont montré la présence de deux fusions dans la zone primaire de fermeture du thyristor actif : une fusion surfacique en face avant (qui révèle l'existence d'un point chaud surfacique) et une fusion volumique (qui révèle un point chaud volumique). Le point chaud surfacique contraint conjointement le silicium de surface ainsi que la métallisation de cathode. Les TRIACs dégradés avec peu de cycles présentent effectivement une usure de la métallisation. Cependant, les pièces dégradées après un grand nombre de cycles n'exhibent pas d'usure particulière du métal.

Chapitre III Mécanismes de dégradation

CHAPITRE III MECANISMES DE DEGRADATION.....	71
III.1 Mécanisme de dégradation de TH1 par di/dt dans le quadrant Q2.....	73
III.1.1 Simulation thermoélectrique de la fermeture.....	73
III.1.1.1 Structure simulée dans le quadrant Q2.....	73
III.1.1.2 Simulation thermoélectrique de la fermeture par la gâchette avec un fort di/dt.....	74
III.1.1.3 Modélisation de la montée de la température.....	79
III.1.1.4 Application du modèle aux simulations thermoélectriques.....	81
III.1.1.5 Application du modèle aux mesures thermiques des TRIACs.....	81
III.1.2 Simulation thermomécanique de la fermeture.....	82
III.1.2.1 Structure simulée.....	82
III.1.2.2 Système thermique.....	83
III.1.2.3 Equations du système mécanique.....	84
III.1.2.4 Conditions thermomécaniques aux limites.....	85
III.1.2.5 Cartes des allongements relatifs et contraintes mécaniques.....	86
III.1.3 Initiation et propagation de fissures.....	88
III.1.3.1 Initiation des fissures.....	88
III.1.3.2 Propagation sub-critique des fissures par fatigue thermique.....	89
III.1.3.3 Fracture des fissures.....	91
III.1.4 Synthèse du mécanisme de dégradation dans Q2.....	93
III.2 Mécanisme de dégradation de TH2 par di/dt dans le quadrant Q3.....	96
III.2.1 Simulation thermoélectrique de la fermeture.....	96
III.2.1.1 Structure simulée dans le quadrant Q3.....	96
III.2.1.2 Simulation thermoélectrique de la fermeture par la gâchette avec un fort di/dt.....	96
III.2.1.3 Etude du point chaud volumique.....	100
III.2.1.4 Etude du point chaud surfacique.....	101
III.2.2 Simulation thermomécanique de la fermeture.....	102
III.2.2.1 Système thermique.....	102
III.2.2.2 Système mécanique.....	102
III.2.3 Effets thermomécaniques des points chauds dans le thyristor TH2.....	105
III.2.3.1 Mécanisme de fusion du point chaud volumique.....	105
III.2.3.2 Mécanisme de fusion du point chaud surfacique.....	106
III.2.3.3 Fatigue de la métallisation de cathode.....	106
III.2.3.4 Fatigue du silicium.....	110
III.2.4 Synthèse du mécanisme de dégradation dans Q3.....	112

La réalité ne pardonne pas une seule erreur à la théorie.

Léon Trotski

Révolutionnaire russe

Le mécanisme de dégradation est un scénario de formation des défauts qui doit expliquer de manière cohérente les modes de défaillances (électriques et physiques) observés ainsi que les résultats de fiabilité (lois de probabilité et lois d'accélération). Les mécanismes de dégradation sont les causes physiques des modes de défaillance, et peuvent être séparés en deux catégories [DASG-91] :

- Les mécanismes qui provoquent une défaillance soudaine du composant, appelée panne catastrophique ("overstress failure"), comme les fractures fragiles, les fractures ductiles, le décollement d'une métallisation...
- Les mécanismes qui provoquent une défaillance progressive du composant, appelée panne d'usure ("wear-out failure"), comme les corrosions, les diffusions, les initiations et propagations de fissures...

Les modèles physiques et les simulations par éléments finis sont les outils couramment utilisés pour étudier les mécanismes de dégradation. Dans le cadre d'une étude qualitative, par exemple l'explication de la formation des défauts, il n'est pas forcément nécessaire de calibrer les outils en question.

III.1 Mécanisme de dégradation de TH1 par di/dt dans le quadrant Q2

III.1.1 Simulation thermoélectrique de la fermeture

Dans le chapitre 1, la simulation électrique sous ISE-DESSIS de la structure du TRIAC a permis de déterminer la région de la puce traversée par un fort courant pendant la fermeture. Une forte puissance est dissipée à travers la zone primaire de fermeture du thyristor, entraînant une élévation locale de température du silicium : il apparaît un point chaud. La simulation thermoélectrique sous ISE-DESSIS va permettre une meilleure évaluation de la distribution thermique de ce point chaud.

III.1.1.1 Structure simulée dans le quadrant Q2

Le circuit de commutation ainsi que la structure du TRIAC ont été présentés dans le chapitre 1. Les équations de transport, de mobilité et de recombinaison-génération sont complétées par un modèle thermodynamique. La chaleur dissipée par le mouvement des porteurs est calculée avec un modèle de puissance thermoélectrique (annexe D.3). La simulation tient compte de la variation de la conductivité thermique du silicium avec la température. Afin que les équations de la chaleur puissent converger, un contact thermique (conditions thermiques aux limites) est rajouté coté anode.

III.1.1.2 Simulation thermoélectrique de la fermeture par la gâchette avec un fort di/dt

La simulation de la fermeture $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ du TRIAC par la gâchette dans le quadrant Q2 est représentée sur la figure III-1. Elle a été obtenue avec $V_A = 600$ V, $R_s = 10 \Omega$ et $C_s = 110$ nF. Nous avons choisi un condensateur de 110 nF chargé sous 600V pour obtenir une décharge de courant importante, qui provoque une forte élévation thermique. L'inductance du circuit $L_s = 0,5 \mu\text{H}$ permet d'obtenir une vitesse de croissance de $550 \text{ A}/\mu\text{s}$ avec un courant crête de 50 A. La puissance instantanée crête atteint 2700 W.

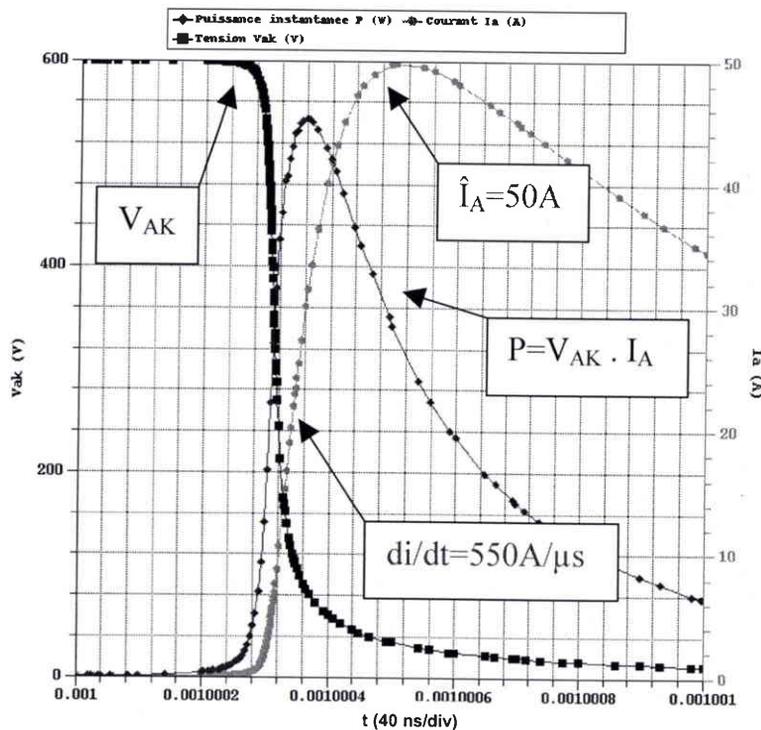


Fig. III-1. Simulation de la commutation $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ dans le quadrant Q2.

La valeur élevée du di/dt provoque un fort écart de température ΔT de 175 K (figure III-2).

La température du point chaud augmente en deux temps :

- Augmentation très rapide de 140 K soit 80 % de ΔT , quasi linéaire, pendant le temps de montée du courant $t_r = 160$ ns. Cette montée rapide de la température provient du fait qu'une forte puissance instantanée traverse un petit volume de la puce (zone primaire de fermeture ZPF du thyristor de puissance TH1), il apparaît une forte densité de puissance (exprimée en W/m^3).
- Augmentation lente de 35 K soit 20 % de ΔT pendant le temps de propagation du plasma. Cet accroissement supplémentaire de température provient du fait qu'il reste encore une certaine puissance instantanée (la tension n'est pas négligeable et le courant est élevé) dont

l'effet est atténué par la propagation du plasma. La densité de puissance diminue rapidement avec l'extension de la ZPF sur toute la surface de la cathode.

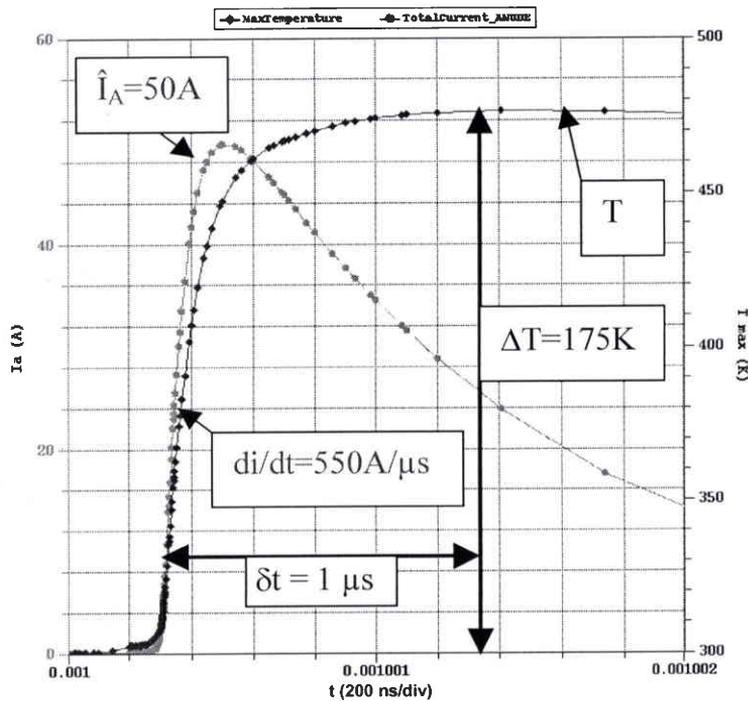


Fig. III-2. Température maximale de la puce T_{max} et courant d'anode I_A pendant la fermeture.

La température atteint sa valeur maximale en $\delta t = 1\ \mu\text{s}$. Cette augmentation très rapide de la température du point chaud correspond à un phénomène appelé choc thermique par di/dt du silicium [SOMO-93].

Nous présentons l'évolution de la densité totale de courant et de la distribution thermique en fonction du temps.

At $t = 1\text{ ms} + 300\text{ ns}$ (début du temps de montée) :

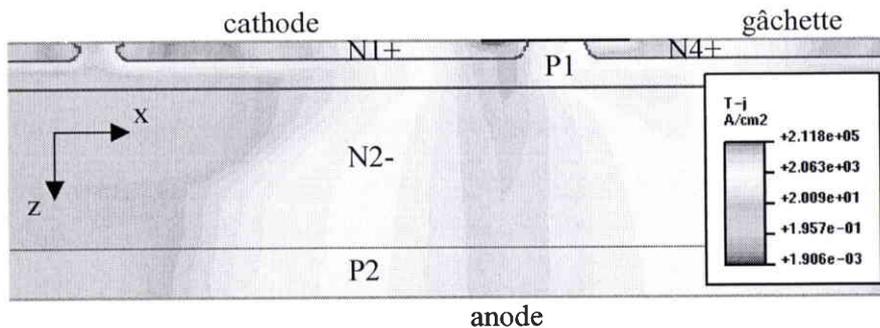


Fig. III-3. Densité totale de courant.

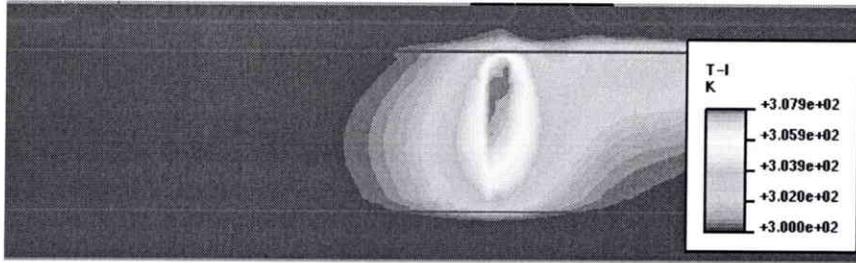


Fig. III-4. Carte thermique avec $T_{max} = 308$ K.

$A t = 1 \text{ ms} + 400 \text{ ns} :$

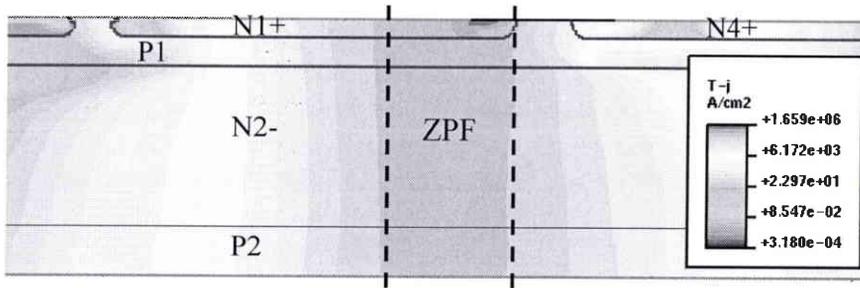


Fig. III-5. Densité totale de courant.

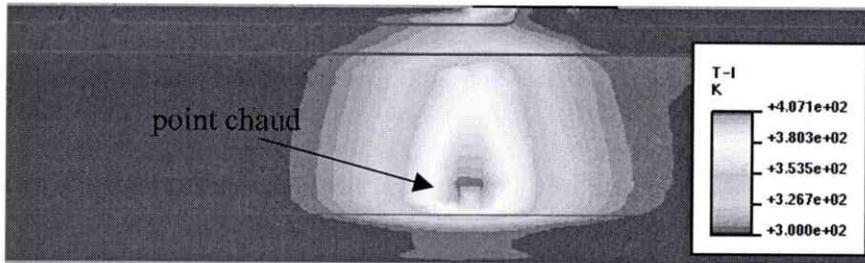


Fig. III-6. Carte thermique avec $T_{max} = 407$ K.

$A t = 1 \text{ ms} + 500 \text{ ns}$ (fin du temps de montée et début du temps de propagation) :

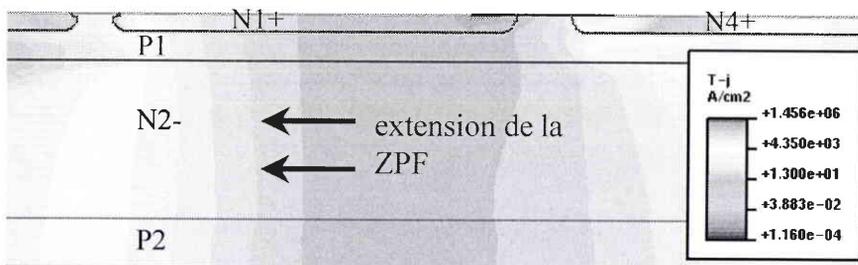


Fig. III-7. Densité totale de courant.

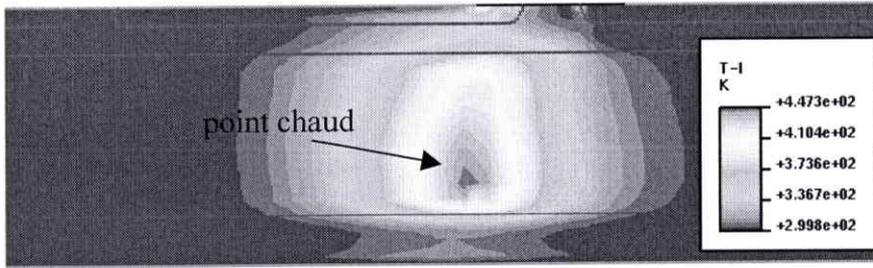


Fig. III-8. Carte thermique avec $T_{max} = 447\text{ K}$.

$\Delta t = 1\text{ ms} + 1200\text{ ns}$:

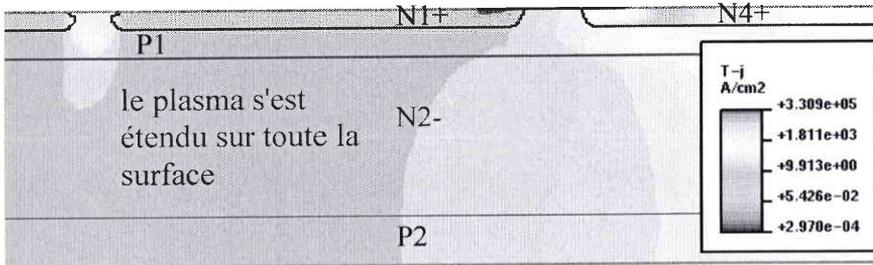


Fig. III-9. Densité totale de courant.

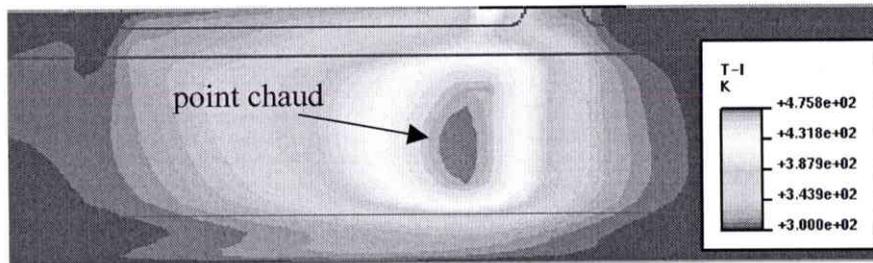


Fig. III-10. Carte thermique avec $T_{max} = 475\text{ K}$.

La simulation montre que le point chaud est situé latéralement (selon l'axe x) dans la zone primaire de fermeture, et transversalement (selon l'axe z) dans la couche N2- plus proche de la couche P2 que de P1. La position transversale de ce point chaud dans la couche N2- influence fortement les propriétés mécaniques de la structure.

Une coupe dans le point chaud à travers toute l'épaisseur z de la structure donne la figure III-11. Une coupe dans le point chaud selon la largeur x de la structure donne la figure III-12. Longitudinalement, le point chaud peut être représenté par une gaussienne d'amplitude $\Delta T(t)$ centrée en $x = 750\text{ }\mu\text{m}$ et d'écart type $\sigma \approx 50\text{ }\mu\text{m}$. Transversalement, le point chaud est situé dans la couche N2- près de la couche P2 et crée un écart thermique au niveau de la jonction N2-P2. On remarque également une élévation thermique coté cathode qui provient d'une forte densité de courant à la surface du thyristor pendant la fermeture.

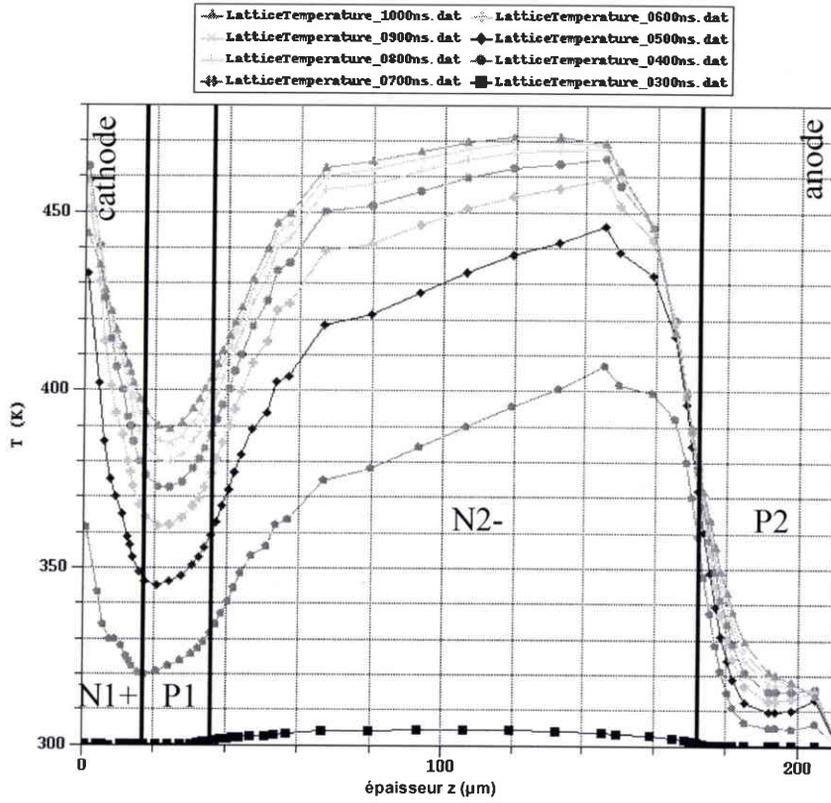


Fig. III-11. Variation de la température en fonction de l'épaisseur z et du temps.

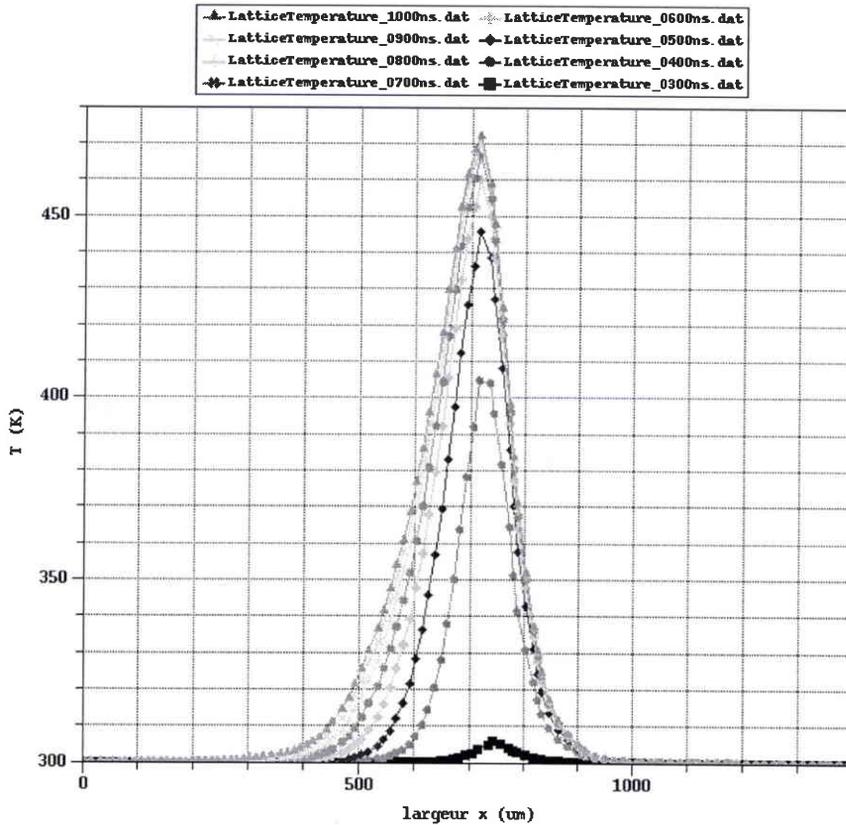


Fig. III-12. Variation de la température en fonction de la largeur x et du temps.

Il n'y a pas de propagation spatiale de la température car le temps de montée thermique δt est très inférieur au temps de transit τ de la chaleur. Le temps de transit correspond au temps nécessaire, à l'apparition de la puissance, pour que les pertes par effet Joule se propagent depuis la jonction vers le radiateur dans la puce de silicium [ALOI-86] :

$$\tau = \frac{\pi \cdot \rho \cdot c \cdot L^2}{4 \cdot \kappa} \quad (\text{III-1})$$

ρ est la densité du silicium : 2400 kg/m³ [HULL-99];

c est la chaleur massique du silicium : 700 J/kg.K [HULL-99];

κ est la conductivité thermique (la valeur est donnée à 300 K) : 156 W/m.K [HULL-99];

L est l'épaisseur de la puce de silicium : $L = 210 \mu\text{m}$.

On obtient $\tau = 373 \mu\text{s} \gg \delta t = 1 \mu\text{s}$.

III.1.1.3 Modélisation de la montée de la température

L'équation de la chaleur est :

$$\rho \cdot c \cdot \frac{\partial T}{\partial t} - \vec{\nabla} \cdot \left(\kappa \cdot \vec{\nabla} T \right) - H = 0 \quad (\text{III-2})$$

T est la distribution thermique telle que $T = T(x, y, z; t)$;

H est la puissance dissipée par unité de volume.

On simplifie cette équation en faisant l'hypothèse que la température est uniforme à travers l'épaisseur de la structure :

$$\rho \cdot c \cdot \frac{dT}{dt} = H \quad (\text{III-3})$$

Si on considère que la puissance électrique instantanée $P(t)$ est dissipée uniformément à travers un volume de hauteur L (épaisseur de la puce) et de surface S (zone primaire de fermeture) pendant le temps de montée du courant t_r , alors :

$$H = \frac{P(t)}{L \cdot S} = \frac{V_{AK}(t) \cdot I_A(t)}{L \cdot S} \quad (\text{III-4})$$

On peut approximer la tension et le courant par des segments de droite sur un intervalle de temps t_0 défini de sorte que $V_{AK}(t = 0) = V_A$, $V_{AK}(t = t_0) = 0$ et $I_A(t = 0) = 0$. La pente de la droite de la tension est dV/dt et la pente de la droite du courant est di/dt . Sur la figure III-13, on a $V_A = 600 \text{ V}$, $di/dt = 550 \text{ A}/\mu\text{s}$, $t_0 = 40 \text{ ns}$ et $t_r = 160 \text{ ns}$.

$$V_{AK}(t) = V_A \cdot \left(1 - \frac{t}{t_0}\right) \quad (III-5)$$

$$I_A(t) = \frac{di}{dt} \cdot t \quad (III-6)$$

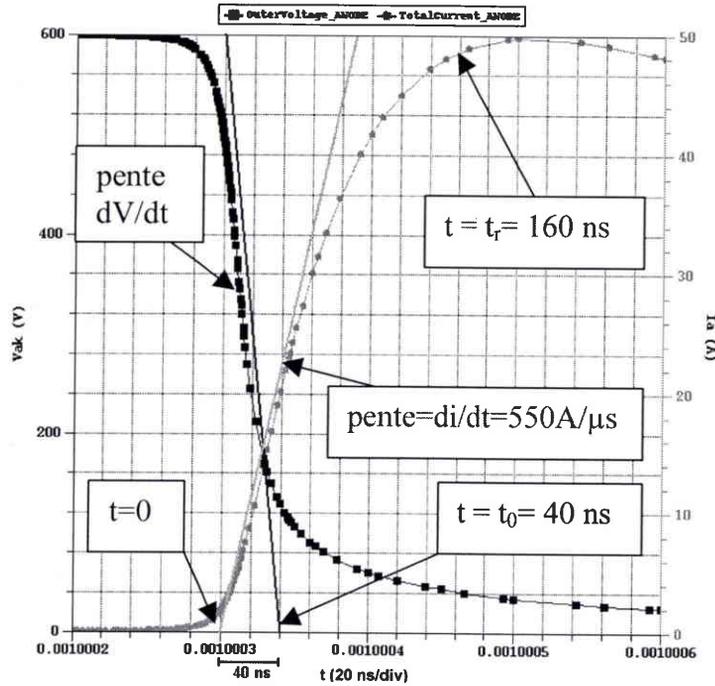


Fig. III-13. Approximation linéaire de la tension et du courant.

L'intégration de ces équations donne :

$$\Delta T(t = t_0) = \frac{1}{6 \cdot \rho \cdot c \cdot L \cdot S} \cdot V_A \cdot \frac{di}{dt} \cdot t_0^2 \quad (III-7)$$

La simulation a montré que pendant le temps de montée du courant t_r , l'augmentation de la température est quasiment linéaire (figure III-2), donc :

$$\Delta T(t = t_r) = \frac{t_r}{t_0} \cdot \Delta T(t = t_0) \quad (III-8)$$

La simulation a montré que la valeur de la température au bout de t_r correspond environ à 80 % de la valeur de la température au bout de δt (figure III-2), donc :

$$\Delta T(t = \delta t) = 1,25 \cdot \Delta T(t = t_r) \quad (III-9)$$

L'équation de l'élévation de température s'écrit :

$$\Delta T = \frac{1,25}{6 \cdot \rho \cdot c \cdot L \cdot S} \cdot V_A \cdot \frac{di}{dt} \cdot t_r \cdot t_0 \quad (III-10)$$

III.1.1.4 Application du modèle aux simulations thermoélectriques

Pour appliquer cette équation à la simulation de la figure III-13, il faut déterminer la surface S de la zone primaire de fermeture. La largeur de cette surface est obtenue à partir de la figure III-5 et vaut 70 μm . L'autre dimension (la profondeur) correspond au facteur d'aire de la structure et vaut 100 μm . La résolution de l'équation III-10 donne $\Delta T = 178 \text{ K}$. Cette valeur est très proche de l'élévation de température obtenue par la simulation $\Delta T = 175 \text{ K}$.

On peut vérifier la validité de ce modèle sur la simulation de la figure III-14 qui présente une commutation définie par $V_A = 300\text{V}$, $di/dt = 210 \text{ A}/\mu\text{s}$, $\hat{I}_A = 25 \text{ A}$, $t_0 = 60 \text{ ns}$ et $t_r = 180 \text{ ns}$. La structure présente une largeur de ZPF d'environ 70 μm . Nous avons pris pour cette simulation un facteur d'aire de 300 μm au lieu de 100 μm pour voir l'effet de la surface sur l'élévation thermique. L'élévation de température obtenue par la simulation est $\Delta T = 17 \text{ K}$, tandis que l'équation III-10 donne $\Delta T = 19 \text{ K}$.

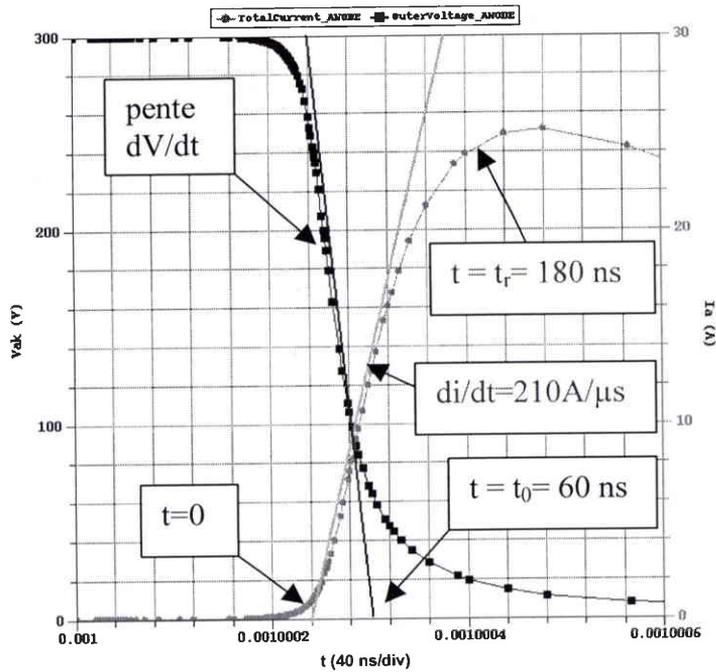


Fig. III-14. Approximation linéaire de la tension et du courant.

L'équation III-10 est facilement applicable aux simulations car la détermination de la dimension S de la zone primaire de fermeture est aisée.

III.1.1.5 Application du modèle aux mesures thermiques des TRIACs

L'incertitude sur la dimension de la ZPF ne permet pas d'obtenir avec précision l'élévation thermique du point chaud à partir de l'oscillogramme de commutation mesuré sur un TRIAC. Néanmoins, l'équation III-10 apporte quelques renseignements importants.

- Le modèle donne une élévation de température ΔT linéairement proportionnelle au di/dt appliqué [PICC1-69] [SOMO-86]. En pratique, il est plus raisonnable de supposer que :

$$\Delta T \propto (di/dt)^B \quad (\text{III-11})$$

avec B une constante empirique à déterminer.

- Pour un di/dt fixé, le fait de multiplier V_A par deux (en passant par exemple de 300V à 600V) doit au moins multiplier par deux l'élévation thermique ΔT .

III.1.2 Simulation thermomécanique de la fermeture

L'élévation de température ΔT créée par le point chaud dans la puce de silicium du TRIAC induit des contraintes mécaniques locales [SOMO-93]. Le simulateur thermomécanique ISE-SOLIDIS permet de résoudre par éléments finis le couplage des équations thermiques et mécaniques.

III.1.2.1 Structure simulée

La structure est un maillage 2-D dans le plan x-z dans lequel on a défini trois régions rectangulaires : la puce de silicium, le joint brasé et la grille ("frame") en cuivre (figure III-15). Afin d'assurer la convergence des équations thermomécaniques, deux conditions aux limites dans les deux directions sont nécessaires : une limite selon x en face arrière et une limite selon z qui sert d'axe de symétrie. Les dimensions de la puce de silicium sont de 1400 μm selon l'axe x (deux fois 700 μm) et de 210 μm selon l'axe z (épaisseur de la puce). Le joint brasé présente une épaisseur de 10 μm . La grille est deux fois plus épaisse que la puce de silicium (annexe J).

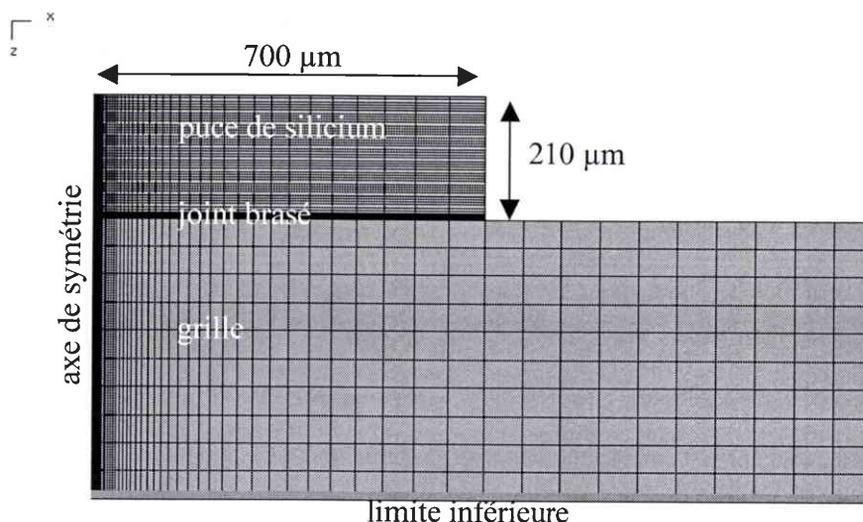


Fig. III-15. Maillage de la structure sous ISE-SOLIDIS.

Le modèle utilisé par défaut dans SOLIDIS considère que le couplage thermomécanique est unidirectionnel car le simulateur ne tient pas compte de la dépendance des paramètres mécaniques des matériaux avec la température. Le système thermique est résolu en chaque point du maillage puis le système mécanique est résolu séparément [ISE-00].

III.1.2.2 Système thermique

Une première étape consiste donc à transposer la carte thermique qui a été calculée par ISE-DESSIS dans la structure sous ISE-SOLIDIS. La seule solution est de reconstruire la carte thermique de DESSIS obtenue à un instant t à partir des sources de chaleur disponibles sous SOLIDIS. Les fonctions analytiques du simulateur ne permettent pas de modéliser correctement la source de chaleur calculée par DESSIS, c'est pourquoi nous avons retenu une source dont la distribution spatiale est construite à partir d'un réseau de splines (les définitions sont données en annexes F).

La carte thermique obtenue sous DESSIS à $t = 1 \text{ ms} + 600 \text{ ns}$ avec les conditions précédentes ($V_A = 600 \text{ V}$, $di/dt = 550 \text{ A}/\mu\text{s}$, $\hat{I}_A = 50 \text{ A}$ et facteur d'aire de $100 \mu\text{m}$) est représentée sur la figure III-16.

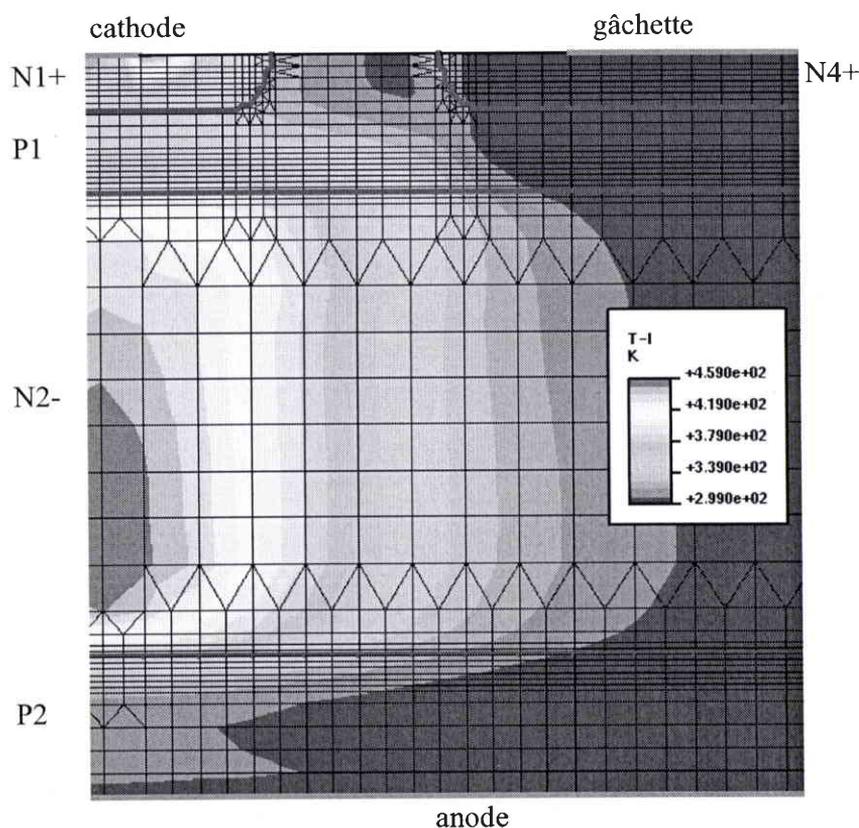


Fig. III-16. Carte thermique sous DESSIS.

La distribution thermique obtenue avec une simulation transitoire SOLIDIS à $t = 500$ ns (la simulation commence à $t = 0$) est représentée sur la figure III-17. Les jonctions ont été rajoutées sur la figure pour une meilleure compréhension. L'axe de symétrie coupe le point chaud qui est situé dans le substrat N2- près de la couche P2. Les calculs sont effectués à une température ambiante de 0 K car on ne s'intéresse uniquement qu'aux différences de température. Pour la détermination des contraintes mécaniques, seules les différences thermiques sont significatives. En fait, les calculs perdent en précision quand ils sont effectués à une température ambiante de 300 K dans le cas des gradients de température faibles [ISE-00].

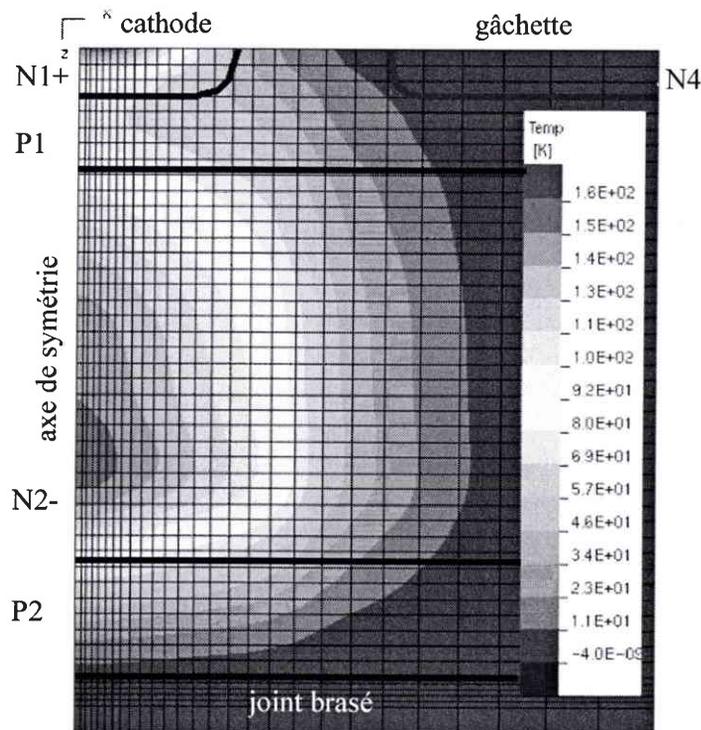


Fig. III-17. Carte thermique sous SOLIDIS.

III.1.2.3 Equations du système mécanique

Le simulateur résout à partir de la distribution thermique de la figure III-17 les équations mécaniques en chaque point du maillage. La loi de Hooke (équation III-12) relie les contraintes mécaniques σ aux allongements relatifs ε par l'intermédiaire du tenseur élastique D . σ_0 et ε_0 sont les contraintes et les allongements relatifs qui existent dans la structure avant l'application des gradients de température.

$$[\sigma - \sigma_0] = [D] \cdot [\varepsilon - \varepsilon_0 - \alpha \cdot \Delta T] \quad (\text{III-12})$$

ΔT est le l'élévation de température;

α est le coefficient de dilatation du silicium : $2,5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [HULL-99].

Le modèle utilisé par défaut dans SOLIDIS pour traiter les structures 2-D est le modèle "état plan de déformation" : le solide isotrope est considéré comme infini selon la troisième direction y et ne peut donc pas subir de déformation dans cette direction.

La matrice élastique D se réduit à un tenseur 3×3 qui vaut :

$$[D] = \frac{E}{2(1+\nu)(1-2\nu)} \begin{bmatrix} 2(1-\nu) & 2\nu & 0 \\ 2\nu & 2(1-\nu) & 0 \\ 0 & 0 & (1-2\nu) \end{bmatrix} \quad (\text{III-13})$$

E est le module de Young du silicium : 170 GPa [HULL-99];

ν est le coefficient de Poisson du silicium : 0,22 [HULL-99];

σ et ε sont des tenseurs tels que :

$$[\sigma] = \begin{bmatrix} \sigma_x \\ \sigma_z \\ \tau_{xz} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\varepsilon] = \begin{bmatrix} \varepsilon_x \\ \varepsilon_z \\ \gamma_{xz} \end{bmatrix} \quad (\text{III-14})$$

Les termes σ correspondent aux contraintes mécaniques qui agissent selon les deux directions principales (axiales). Le terme τ correspond à la contrainte mécanique de cisaillement. Les termes ε correspondent aux allongements relatifs selon les deux directions principales. Le terme γ est un angle de glissement (ou de cisaillement).

Le modèle utilisé dans SOLIDIS ne tient pas compte des déformations plastiques du silicium. En effet, dans l'intervalle de température étudié (la température du point chaud est toujours inférieure à la température de transition fragile vers ductile qui vaut environ 1000 K pour le silicium [FOLK-99]), les déformations plastiques sont négligeables et le silicium peut être considéré comme un matériau purement élastique.

III.1.2.4 Conditions thermomécaniques aux limites

La structure présente deux conditions aux limites :

- Une première limite est placée en face arrière de la grille de la structure. Cette limite empêche les déplacements selon les deux axes principaux ($u_x = 0$ et $u_z = 0$) et fixe une origine de la température ($T = 0 \text{ K}$).
- Une deuxième limite est placée selon la direction z et sert d'axe de symétrie de la structure. Cette limite empêche les déplacements selon l'axe x ($u_x = 0$).

III.1.2.5 Cartes des allongements relatifs et contraintes mécaniques

La figure III-18 représente les vecteurs ϵ dont les composantes sont les allongements relatifs principaux ϵ_x et ϵ_z à $t = 500$ ns.

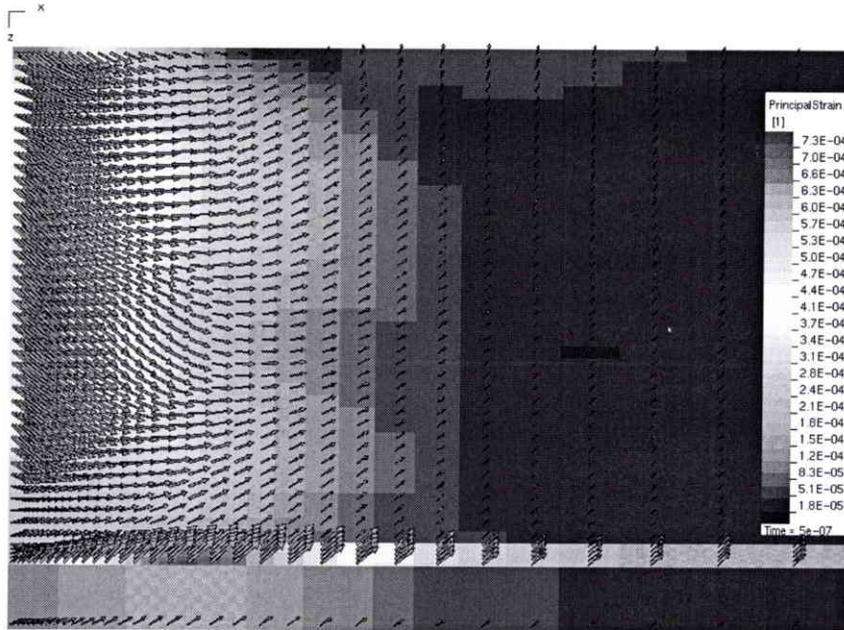


Fig. III-18. Carte des allongements relatifs principaux dans la structure.

La figure III-19 représente les vecteurs σ dont les composantes sont les contraintes mécaniques principales σ_x et σ_z à $t = 500$ ns. Les jonctions de la puce ont été rajoutées.

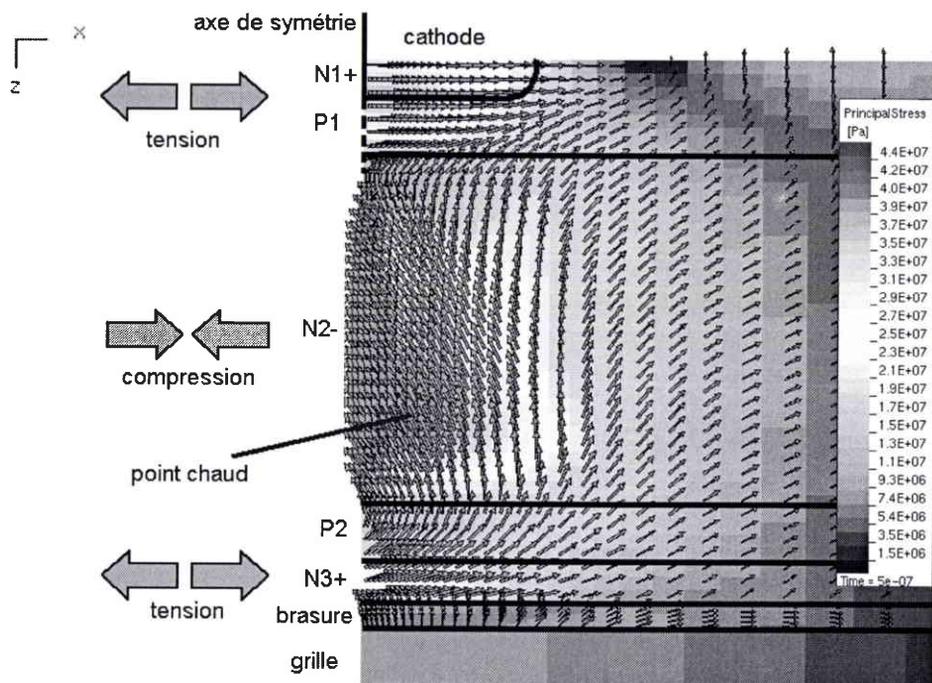


Fig. III-19. Carte des contraintes mécaniques principales dans la structure.

L'élévation de température créée par le point chaud dans le substrat est telle que les portions internes de la puce de silicium sont plus chaudes et se dilatent plus que les portions externes. Les portions internes de la puce (couche N2-) sont sous compression tandis que les portions externes (couches P2, N3+, P1 et N1+) sont sous tension.

Il apparaît des forces de tension au niveau des couches N1+ et P1, mais l'analyse des défaillances physiques n'a pas montré la présence de défauts dans les couches en face avant. Les forces de compression, quant à elles, ne peuvent pas générer de défauts dans la couche N2- du silicium. D'une manière générale, les matériaux fragiles se montrent nettement plus robustes sous compression que sous tension [RODR-98].

La figure III-20 montre les contraintes mécaniques dans les couches N3+ et P2. Les forces de tension dans la couche N3+ sont quasiment uniformes et toutes orientées dans la même direction : la composante σ_z est faible devant la composante σ_x . Les forces de tension diminuent d'intensité dans la couche P2 et se désorientent pour devenir finalement des forces de compression dans la couche N2-. On remarque également que les contraintes mécaniques dans le joint brasé sont particulièrement faibles.

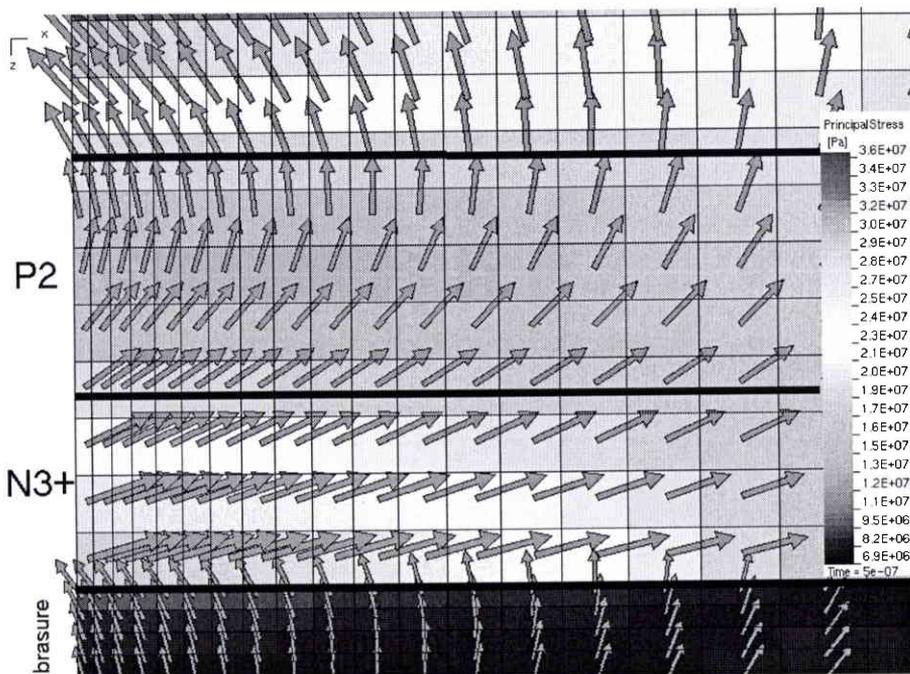


Fig. III-20. Carte des contraintes mécaniques principales dans les couches N3+ et P2.

Les forces de tension qui apparaissent dans les couches N3+ et P2 sont maximales au moment où la température du point chaud atteint sa valeur crête. Pendant le refroidissement, la propagation de la chaleur dans la puce de silicium tend à uniformiser la température, ce qui entraîne la diminution des écarts thermiques et donc des contraintes mécaniques.

III.1.3 Initiation et propagation de fissures

Les forces de tension dans les couches N3+ et P2 sont à l'origine des fissures observées sur les TRIACs dégradés (chapitre 2). Le mécanisme de formation d'une fissure, en effet, s'effectue en trois temps : initiation, propagation sub-critique et fracture.

III.1.3.1 Initiation des fissures

L'initiation correspond à la formation d'une micro-fissure à partir d'un défaut initial. Dans notre cas, les défauts sont supposés être intrinsèques à la puce de silicium et correspondent à des défauts cristallographiques ponctuels issus de la fabrication des wafers. Ces défauts peuvent être des dislocations ou des amas de lacunes dont les dimensions sont à l'échelle du nanomètre [FALS-00].

Sous l'effet des forces de tension répétitives, ces défauts se transforment progressivement en micro-fissures de Griffith [GRIF-20], de forme circulaire ou ovale, de taille initiale a_0 . Le temps d'initiation correspond au temps nécessaire pour qu'un défaut ponctuel se transforme en une micro-fissure de Griffith de taille a_0 . Dans le cas des matériaux fragiles comme le silicium, le temps d'initiation est très court en comparaison avec le temps de propagation de la fissure. L'initiation peut se faire en un seul cycle thermique dans le cas de forces de tension très élevées.

La figure III-21 est extraite de l'analyse des défaillances d'un TRIAC. Cette pièce a été dégradée avec deux chocs sous des conditions sévères : Q2, $V_A = 300V$, $di/dt = 180 A/\mu s$. Les trois fissures se sont formées à partir de trois défauts ponctuels situés dans l'interface de la jonction N3+P2. Les deux micro-fissures de Griffith ont une taille initiale de $a_0 \approx 1 \mu m$, et elles se sont développées en seulement deux cycles thermiques.

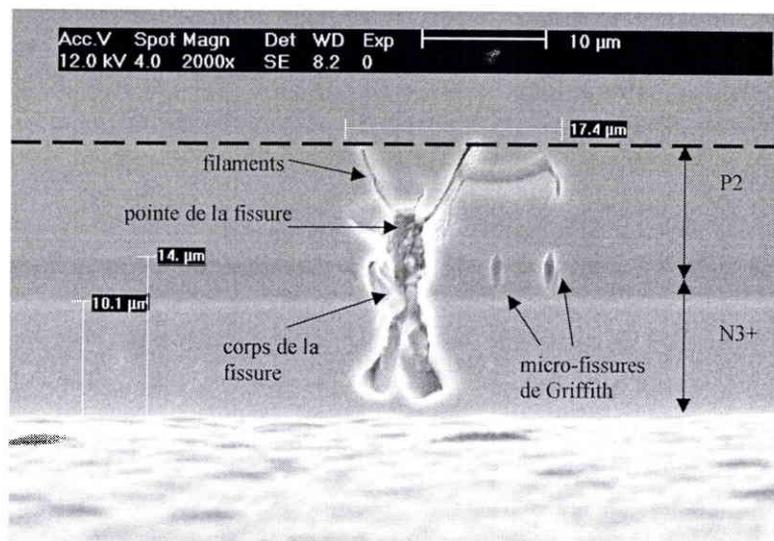


Fig. III-21. Vue au MEB de plusieurs fissures d'un TRIAC (pièce H).

L'orientation des micro-fissures de Griffith montre que les forces de tension ont été appliquées selon la direction de l'axe x ($\sigma_x > \sigma_z$), ce qui confirme les tendances de la simulation de la figure III-20.

Le mécanisme d'initiation des fissures ne se manifeste pas électriquement (pas de variation du courant de fuite inverse) car il se produit en dehors de la ZCE de la jonction N2-P2.

III.1.3.2 Propagation sub-critique des fissures par fatigue thermique

La fatigue thermique est le résultat de la croissance de fissures pendant des chocs thermiques répétitifs dont l'amplitude est insuffisante pour provoquer une défaillance catastrophique [SEGA-92]. A chaque application des contraintes mécaniques, la fissure de longueur a va se propager d'une longueur infinitésimale da par un mécanisme de conversion de l'énergie élastique en énergie de formation des fissures [BERR-60] [HASS-69]. La vitesse de propagation par cycle thermique est donnée par la loi de Paris [SING-81] :

$$\dot{a} = \frac{da}{dN} = A \cdot K^n \cdot \exp\left(\frac{-Q}{k_B \cdot T}\right) \quad (\text{III-15})$$

A est une constante empirique;

n est l'exposant du facteur d'intensité de la contrainte;

Q est l'énergie d'activation du mécanisme de dégradation du silicium;

k_B est la constante de Boltzmann;

T est la température absolue au niveau de la fissure;

K correspond au facteur d'intensité de la contrainte.

Cette loi tient compte du mécanisme élastique de propagation de la fissure (K) et du mécanisme d'activation thermique de la fissure (Q).

La propagation de la fissure dans la couche N3+ s'apparente à une ouverture par les forces de tension σ_x . K s'écrit généralement dans le mode I [BROE-82] :

$$K = Y \cdot \sigma_x \cdot \sqrt{a} \quad (\text{III-16})$$

Y est une constante.

L'intégration des équations III-15 et III-16 donne (avec a intégré entre a_0 et la longueur critique a_c , et N intégré entre 0 et le nombre de cycles avant fracture N_f) :

$$N_f = \frac{B \cdot \exp\left(\frac{Q}{k_B \cdot T}\right)}{\sigma_x^n \cdot (n-2) \cdot a_0^{(n-2)/2}} \quad (\text{III-17})$$

B est une constante;

N_f est le nombre de cycles thermiques avant fracture.

L'équation III-17 est modifiée en se mettant dans le cas le plus défavorable (contrainte mécanique maximale) et en tenant compte du fait que le nombre de cycles avant fracture est inversement proportionnel à la durée de la contrainte mécanique. La contrainte mécanique appliquée sur les fissures atteint la valeur maximale au bout du temps de montée de la température δt . On considère que pendant la chute de la température les contraintes résiduelles ont un effet négligeable sur la propagation des fissures. De plus, pendant la montée de la température, les fissures se propagent en dehors du point chaud dans des couches qui sont à la température du boîtier T_c . On obtient :

$$N_f = \frac{B \cdot \exp\left(\frac{Q}{k_B \cdot T_c}\right)}{\delta t \cdot \sigma_{\max}^n \cdot (n-2) \cdot a_0^{(n-2)/2}} \quad (\text{III-18})$$

La contrainte mécanique maximale σ_{\max} est proportionnelle à l'élévation de température ΔT du point chaud [SOMO-93] [SEMA-00], donc :

$$N_f = \frac{B \cdot \exp\left(\frac{Q}{k_B \cdot T_c}\right)}{\delta t \cdot \Delta T^n \cdot (n-2) \cdot a_0^{(n-2)/2}} \quad (\text{III-19})$$

En faisant le rapport de deux nombres de cycles avant rupture N_f pour deux écarts différents ΔT et pour deux températures de boîtier T_c , nous obtenons :

$$\frac{N_{f1}}{N_{f2}} = \left(\frac{\Delta T_2}{\Delta T_1}\right)^n \cdot \exp\left[\frac{Q}{k_B} \cdot \left(\frac{1}{T_{c1}} - \frac{1}{T_{c2}}\right)\right] \quad (\text{III-20})$$

Cette équation se simplifie en se plaçant dans le cas de la dégradation "monocoup". En effet, dans ce cas nous pouvons considérer que : $N_{f2} = 1$, $\Delta T_2 = K$ (K : constante) et $T_{c2} = 297$ K. De plus, en prenant en compte que tous les essais de fiabilité ont été effectués à la température de boîtier $T_{c1} = 297$ K, l'équation se réécrit :

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T}\right)^n \quad (\text{III-21})$$

avec K et n des paramètres à déterminer et ΔT l'élévation de température du point chaud créé par le di/dt.

La propagation de la fissure dans la couche N3+ ne devrait pas se manifester électriquement par un courant de fuite inverse. Cependant, la propagation de cette même fissure dans P2 peut se manifester électriquement quand elle pénètre dans la ZCE de la jonction N2-P2. La propagation étant un phénomène par définition graduel, on doit s'attendre à des variations progressives du courant de fuite inverse. Ce phénomène correspond aux sauts par paliers observés sur certains TRIACs (chapitre 2 et figure III-22). L'initiation et la propagation de fissures sont des mécanismes de dégradation d'usure du composant.

III.1.3.3 Fracture des fissures

Quand la fissure atteint une taille critique a_c , une quantité importante d'énergie élastique du solide est transformée instantanément en énergie pour former des fissures et en énergie cinétique. La fissure se propage dynamiquement très rapidement pour atteindre une taille finale qui dépend du minimum d'énergie élastique [CRAM-99].

La fracture se traduit électriquement par une très forte variation instantanée du courant de fuite inverse. La fracture est un mécanisme catastrophique de dégradation du composant.

La fissure de la figure III-21, un cas extrême, s'est initiée en 1 cycle et propagée en 1 cycle. La faible valeur du courant de fuite inverse de 4 μA sous 600V permet de supposer que cette fissure ne s'est pas fracturée. L'application d'un troisième choc thermique aurait certainement provoqué la fracture.

Le TRIAC de la figure III-23 a été dégradé sous des conditions moins sévères : Q_2 , $V_A = 300 \text{ V}$ et $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$. Le suivi du courant de fuite inverse (figure III-22) montre des sauts par paliers pendant 4.10^5 cycles puis une très forte variation instantanée de 300 μA sous 600V. La fissure principale s'est initiée à partir d'un défaut ponctuel de la couche P2 près de N3+, puis s'est propagée dans les couches N3+ et P2 pendant 4.10^5 cycles, et enfin s'est fracturée. Le retard de la fissure secondaire sur la fissure principale peut être dû à plusieurs causes : initiation plus longue du défaut ponctuel car de dimension plus petite, ou encore propagation moins rapide de la fissure car les contraintes mécaniques sont moins importantes.

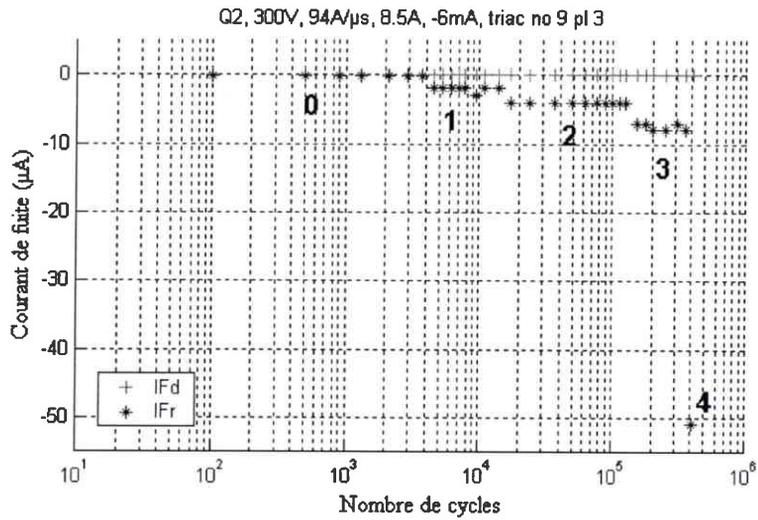


Fig. III-22. Suivi de la variation du courant de fuite inverse mesuré sous 600 V (pièce no 9-3). Le courant de fuite inverse est supérieur à 50 μA pour le point no 4 (300 μA).

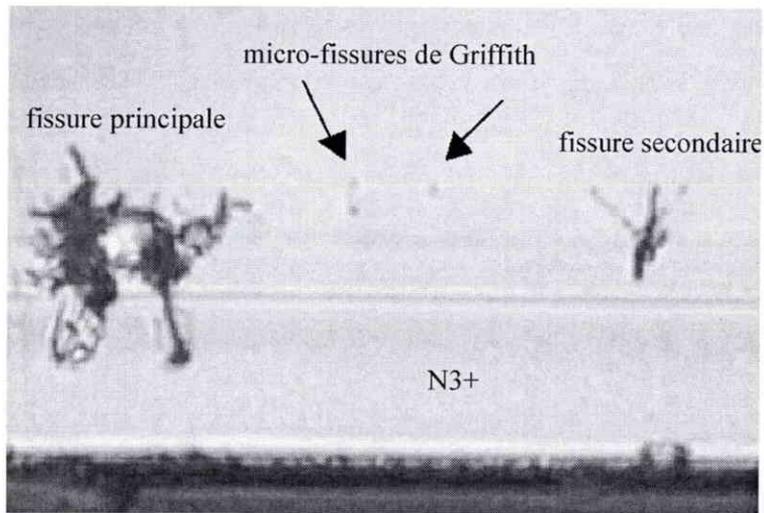


Fig. III-23. Vue optique de plusieurs fissures d'un TRIAC (pièce no 9-3).

III.1.4 Synthèse du mécanisme de dégradation dans Q2

Le courant de gâchette qui circule dans la couche P1 depuis la métallisation de gâchette jusqu'au trou de court-circuit de la cathode amorce le thyristor de puissance TH1 en deux régions (figure III-24) :

- Une zone primaire de fermeture (ZPF1) est située en face du court-circuit de gâchette, à l'endroit où les densités de courant de gâchette sont maximales ;
- Une deuxième ZPF (ZPF2) est située à la limite de l'émetteur N1+ et de la passivation au verre. Il semble que la passivation rende l'émetteur N1+ du thyristor TH1 plus sensible au courant de gâchette.

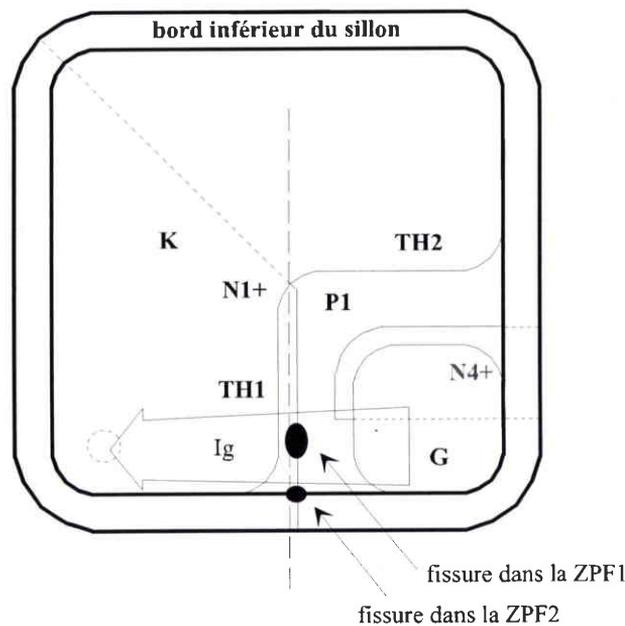


Fig. III-24. Amorçage du thyristor TH1 dans Q2 par le courant de gâchette.

Comme le thyristor TH1 s'amorce sur deux ZPF, il apparaît deux points chauds dans la couche N2, et donc deux zones où s'exercent des forces de tensions importantes dans la couche P2 (figure III-25).

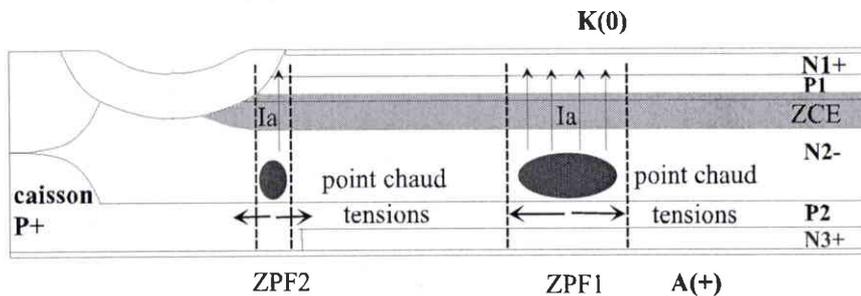


Fig. III-25. Section transversale selon le plan de coupe.

L'analyse des défaillances physiques a montré que la région la plus fortement dégradée correspond toujours à la ZPF située en face du court-circuit de gâchette (ZPF1) car elle est traversée par la majorité du courant d'anode : on peut supposer avec certitude que $\Delta T1 > \Delta T2$.

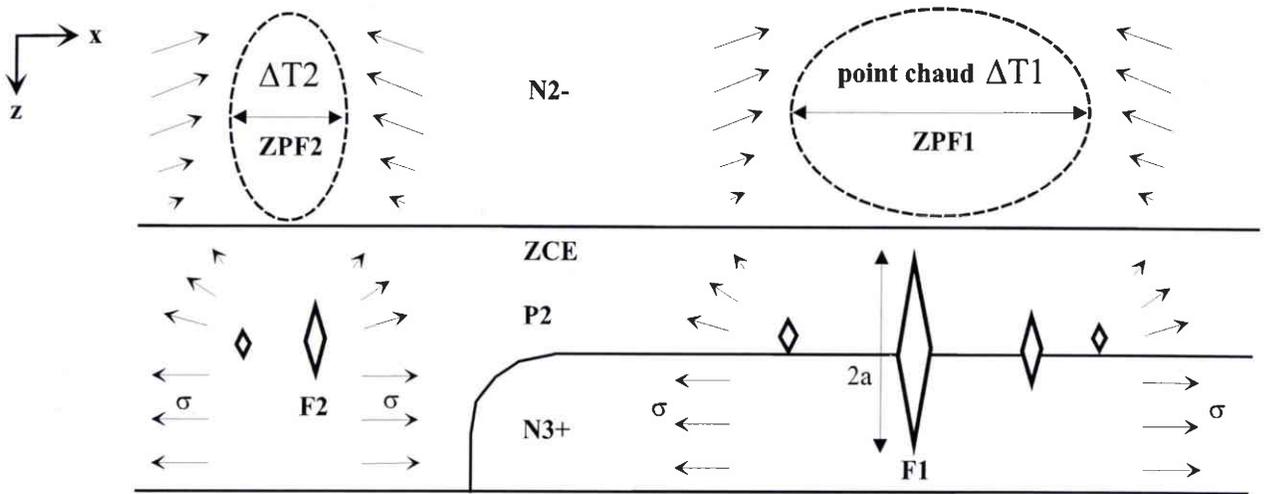


Fig. III-26. *Initiation et propagation de fissures sous des forces de tension à partir des défauts ponctuels de la couche P2.*

Le mécanisme s'effectue en plusieurs étapes (figure III-26) :

- La puissance électrique dissipée à travers la ZPF1 du thyristor TH1 crée un point chaud situé dans N2- près de P2.
- L'écart thermique crée des forces de compression au niveau du point chaud dans la couche N2- et des forces de tension dans les couches P2 et N3+.
- Les forces de tension provoquent l'initiation des défauts ponctuels de la couche P2 dans une région de surface latérale la ZPF1 de TH1.
- Les forces de tension provoquent la propagation sub-critique en parallèle de plusieurs micro-fissures dans les couches N3+ et P2.
- La fissure qui se propage le plus rapidement (appelée F1) peut atteindre la ZCE de la jonction N2-P2. Il apparaît des sauts par paliers du courant de fuite inverse ($I_R < 10 \mu A$).
- Si la fissure F1 atteint sa taille critique, il y a fracture. Il apparaît un fort courant de fuite inverse ($I_R > 50 \mu A$).

En parallèle avec le mécanisme précédent :

- La puissance électrique dissipée à travers la ZPF2 du thyristor TH1 crée un point chaud situé dans N2- près de P2.
- L'écart thermique crée des forces de compression au niveau du point chaud dans la couche N2- et des forces de tension dans la couche P2.

- Les forces de tension provoquent l'initiation des défauts ponctuels de la couche P2 dans une région de surface latérale la ZPF2 de TH1.
- Les forces de tension provoquent la propagation sub-critique en parallèle de plusieurs micro-fissures dans la couche P2.
- La fissure qui se propage le plus rapidement (appelée F2) peut atteindre la ZCE de la jonction N2-P2. Il apparaît un courant de fuite inverse I_R .

Quelques points importants :

- Les forces de tension sont maximales pendant la montée de la température du point chaud dans une région qui a une dimension latérale proche de la ZPF du thyristor TH1.
- Le refroidissement ne crée pas de tension dans le silicium.
- Les fissures ne peuvent pas pénétrer dans la couche N2- à cause des forces de compression.
- La durée de vie des TRIACs dans le quadrant Q2, c'est à dire le nombre de cycles avant fracture, dépend entièrement de la vitesse de propagation de la fissure principale F1. Toutes les autres fissures jouent un rôle secondaire car elles sont en retard sur F1.

III.2 Mécanisme de dégradation de TH2 par di/dt dans le quadrant Q3

III.2.1 Simulation thermoélectrique de la fermeture

III.2.1.1 Structure simulée dans le quadrant Q3

Le circuit de commutation ainsi que la structure du TRIAC ont été présentés dans le chapitre 1. Les équations de transport, de mobilité et de recombinaison-génération sont complétées par un modèle thermodynamique. La chaleur dissipée par le mouvement des porteurs est calculée avec un modèle de puissance thermoélectrique (annexe D.3). La simulation tient compte de la dépendance de la conductivité thermique du silicium avec la température. Un contact thermique (conditions thermiques aux limites) est rajouté coté anode.

III.2.1.2 Simulation thermoélectrique de la fermeture par la gâchette avec un fort di/dt

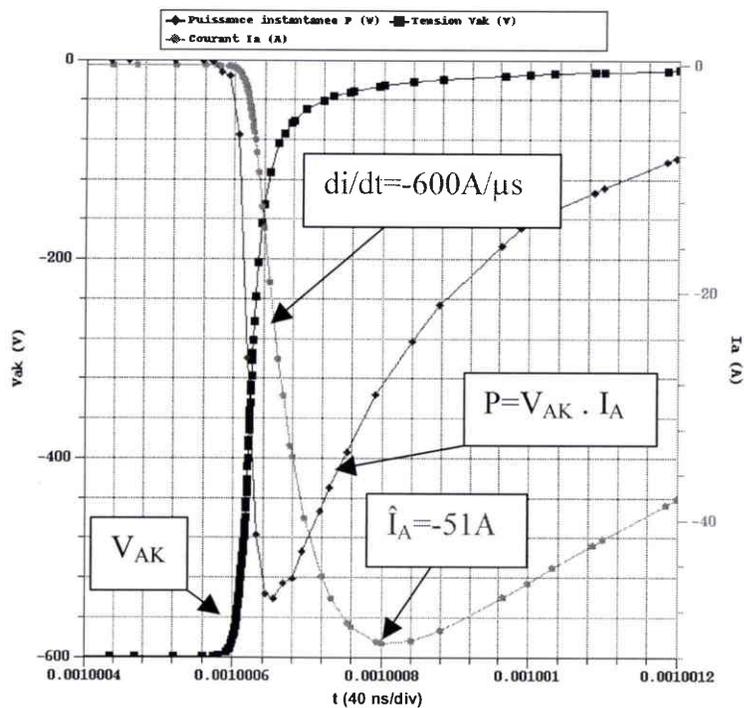


Fig. III-27. Simulation de la commutation $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ dans le quadrant Q3.

La simulation de la fermeture du TRIAC par la gâchette dans le quadrant Q3 est représentée sur la figure III-27. Elle a été obtenue avec $V_A = -600$ V, $R_s = 10$ Ω et $C_s = 110$ nF. L'inductance $L_s = 0,5$ μ H du circuit permet d'obtenir une vitesse de croissance de -600 A/ μ s avec un courant crête de -51 A. La puissance instantanée crête atteint 2200 W.

Nous présentons les principales étapes de l'évolution de la densité de courant et de la distribution thermique en fonction du temps (des détails supplémentaires sont disponibles dans l'annexe A.7).

$A t = 1 \text{ ms} + 600 \text{ ns}$ (début du temps de montée) :

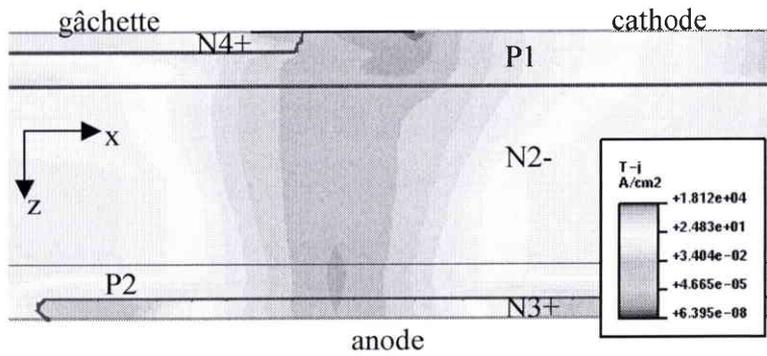


Fig. III-28. Densité totale de courant.

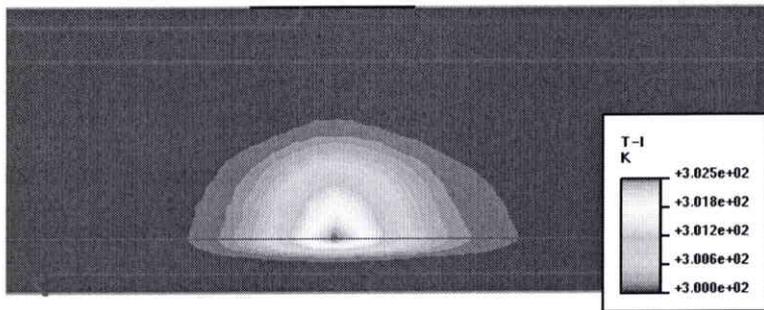


Fig. III-29. Carte thermique avec $T_{max} = 302 \text{ K}$.

$A t = 1 \text{ ms} + 680 \text{ ns}$:

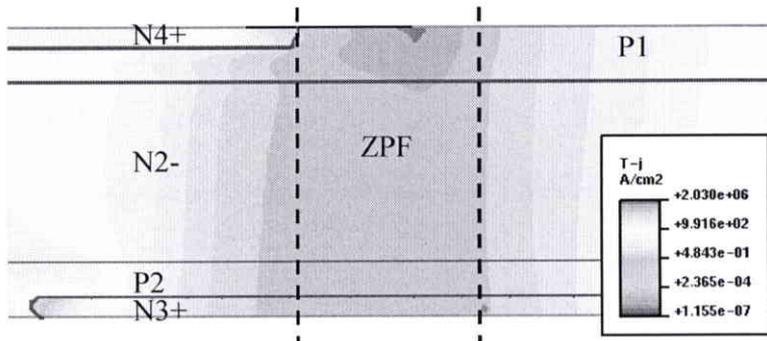


Fig. III-30. Densité totale de courant.

La simulation montre la présence de deux points chauds dans la zone primaire de fermeture du thyristor (figures III-31, III-33 et III-34).

Le point chaud volumique est situé dans la couche N2- plus proche de la couche P1 que de P2. Il est placé dans le thyristor TH2 (Q3) et a une position transversale opposée par rapport au thyristor TH1 (Q2). Cette nouvelle position va influencer de manière considérable les propriétés mécaniques de la structure.

Le point chaud surfacique est situé dans la couche P1 en face avant à la limite de la métallisation de cathode. Le point chaud surfacique présente une température locale plus élevée que le point chaud volumique dans le quadrant Q3, contrairement au quadrant Q2 où la température est inférieure. Il est donc important de tenir compte des effets mécaniques créés par cette élévation thermique à la surface.

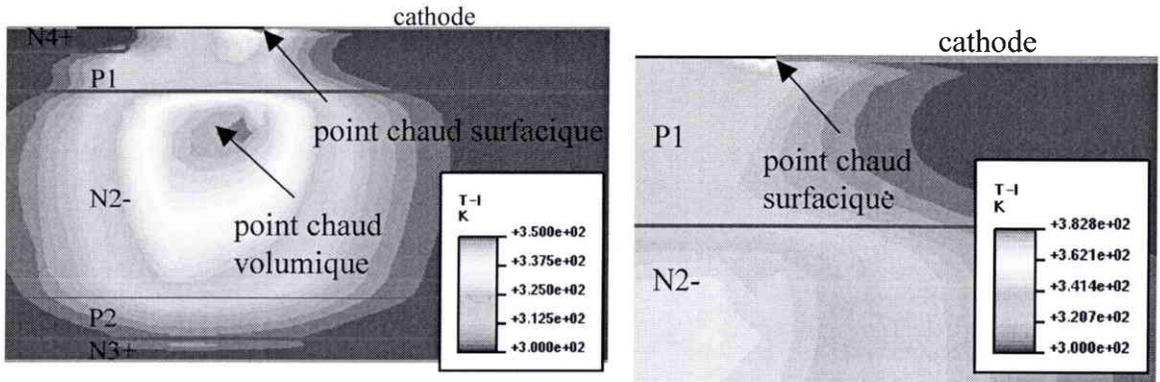


Fig. III-31. Cartes thermiques. La valeur maximale de la température est fixée sur le point chaud volumique à gauche (350 K) et sur le point chaud surfacique à droite (382 K).

A $t = 1 \text{ ms} + 800 \text{ ns}$ (début du temps de propagation) :

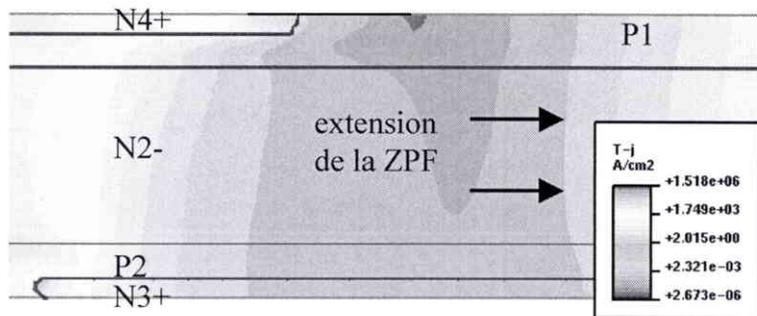


Fig. III-32. Densité totale de courant.

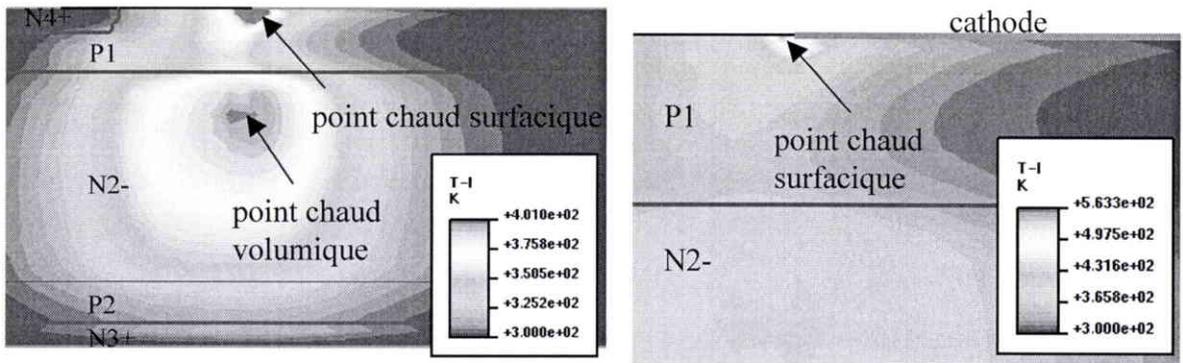


Fig. III-33. Cartes thermiques. La valeur maximale de la température est fixée sur le point chaud volumique à gauche (401 K) et sur le point chaud surfacique à droite (563 K).

$A t = 1 \text{ ms} + 1000 \text{ ns} :$

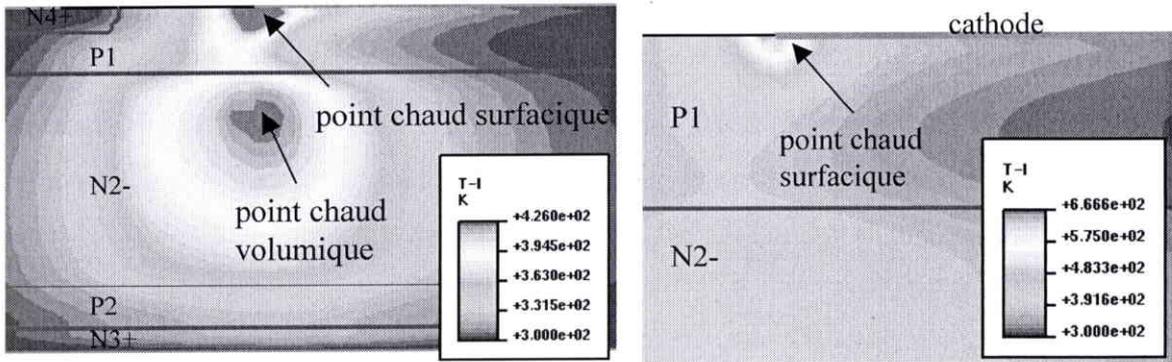


Fig. III-34. Cartes thermiques. La valeur maximale de la température est fixée sur le point chaud volumique à gauche (426 K) et sur le point chaud surfacique à droite (666 K).

Une coupe dans les deux points chauds à travers toute l'épaisseur z de la structure donne la figure III-35. On constate une forte élévation de température dans la couche P1 entre le point chaud à la surface et le point chaud dans le volume. Il n'y a pas de propagation spatiale de la température car le temps de montée thermique δt est très inférieur au temps de transit τ de la chaleur.

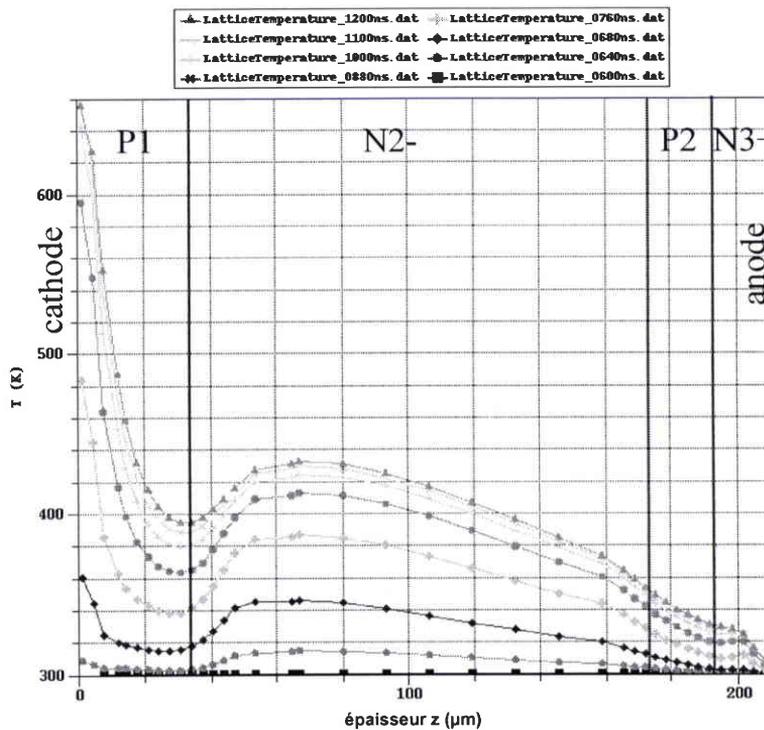


Fig. III-35. Variation de la température en fonction de l'épaisseur z et du temps.

III.2.1.3 Etude du point chaud volumique

La valeur élevée du di/dt provoque un écart de température dans le volume $\Delta T = 135$ K (figure III-36). La température du point chaud volumique augmente en deux temps :

- Augmentation très rapide de 100 K soit 75 % de ΔT , quasi-linéaire, pendant le temps de montée du courant $t_r = 190$ ns. Cette montée rapide de la température provient de la forte puissance instantanée qui traverse la ZPF du thyristor TH2.
- Augmentation lente de 35 K soit 25 % de ΔT pendant le temps de propagation du plasma. La puissance instantanée résiduelle contribue à cet accroissement supplémentaire de la température.

La température atteint sa valeur maximale en $\delta t = 0,8$ μ s. Le silicium du thyristor de puissance TH2 subit dans le volume un phénomène de choc thermique par di/dt .

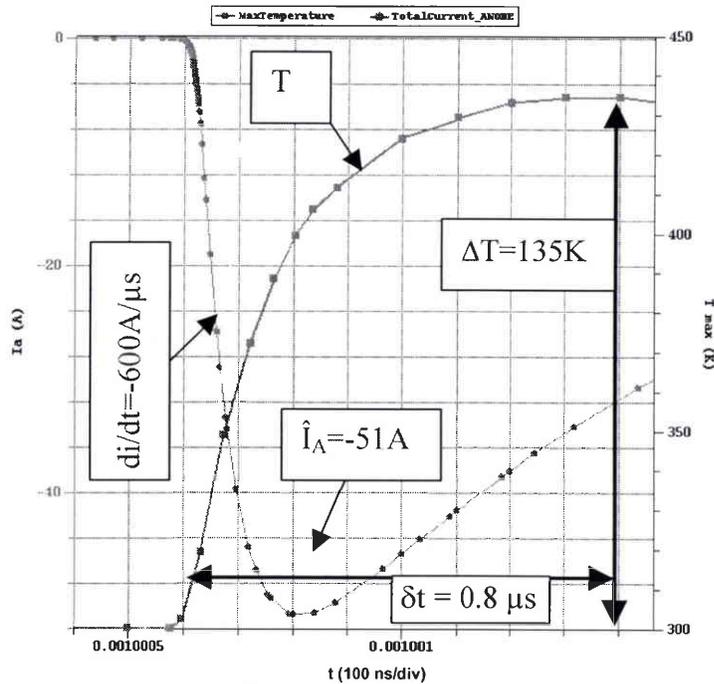


Fig. III-36. Température maximale du point chaud volumique et courant d'anode I_A pendant la fermeture.

On constate, au niveau thermique, des similitudes entre la fermeture dans le quadrant Q2 (thyristor TH1) et la fermeture dans le quadrant Q3 (thyristor TH2) : on retrouve quasiment le même temps de montée de la température ($\delta t \approx 1$ μ s) et les mêmes pourcentages de proportionnalité (80%, 20%). Cependant, pour quasiment le même di/dt et courant crête, l'écart de température du point chaud est sensiblement moins élevé dans Q3 ($\Delta T = 135$ K) que dans Q2 ($\Delta T = 175$ K).

III.2.1.4 Etude du point chaud surfacique

La valeur élevée du di/dt provoque un écart de température à la surface $\Delta T = 370$ K (figure III-37). La température du point chaud surfacique augmente en deux temps :

- Augmentation très rapide de 260 K soit 70 % de ΔT , quasi-linéaire, pendant le temps de montée du courant $t_r = 190$ ns. Les fortes densités de courant à la surface sous la métallisation de cathode induisent un accroissement rapide de la température locale.
- Augmentation moins rapide de 110 K soit 30 % de ΔT pendant le temps de propagation du plasma. La puissance instantanée résiduelle contribue à cet accroissement supplémentaire de la température.

La température atteint sa valeur maximale en $\delta t = 0,5$ μ s. Le silicium du thyristor de puissance TH2 subit à la surface un phénomène de choc thermique par di/dt .

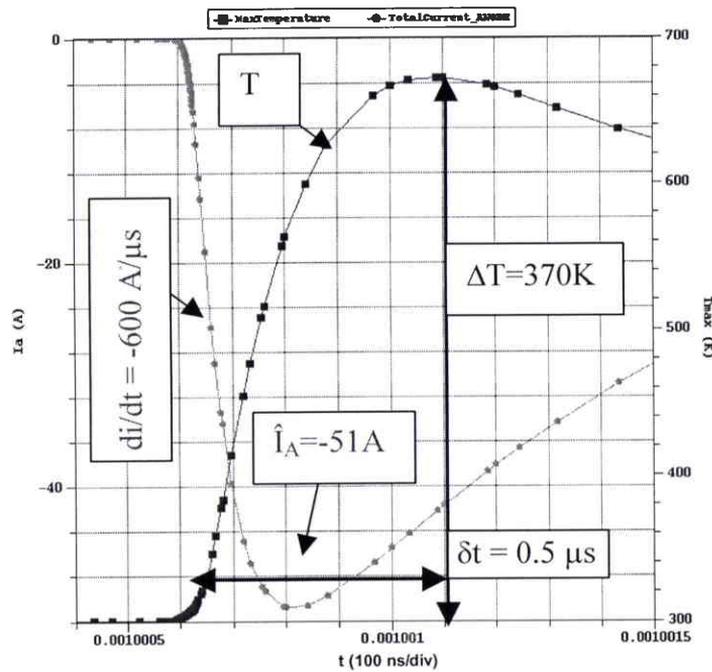


Fig. III-37. Température maximale du point chaud surfacique et courant d'anode I_A pendant la fermeture.



III.2.2 Simulation thermomécanique de la fermeture

Les écarts de température créés par les points chauds dans la puce de silicium induisent des contraintes mécaniques locales. La structure utilisée pour la simulation thermomécanique ISE-SOLIDIS est celle de la figure III-15. Nous avons rajouté la métallisation de cathode qui est susceptible d'être contrainte par le point chaud surfacique, ainsi que la résine du boîtier. La métallisation est une couche d'aluminium d'épaisseur 3 μm .

III.2.2.1 Système thermique

La carte thermique obtenue sous ISE-DESSIS à $t = 1 \text{ ms} + 800 \text{ ns}$ avec les conditions précédentes ($V_A = -600 \text{ V}$, $di/dt = -600 \text{ A}/\mu\text{s}$, $\hat{I}_A = -51 \text{ A}$ et facteur d'aire de $100 \mu\text{m}$) est reproduite avec ISE-SOLIDIS. La distribution thermique obtenue avec une simulation transitoire SOLIDIS à $t = 200 \text{ ns}$ (la simulation commence à $t = 0$) est représentée sur la figure III-38.

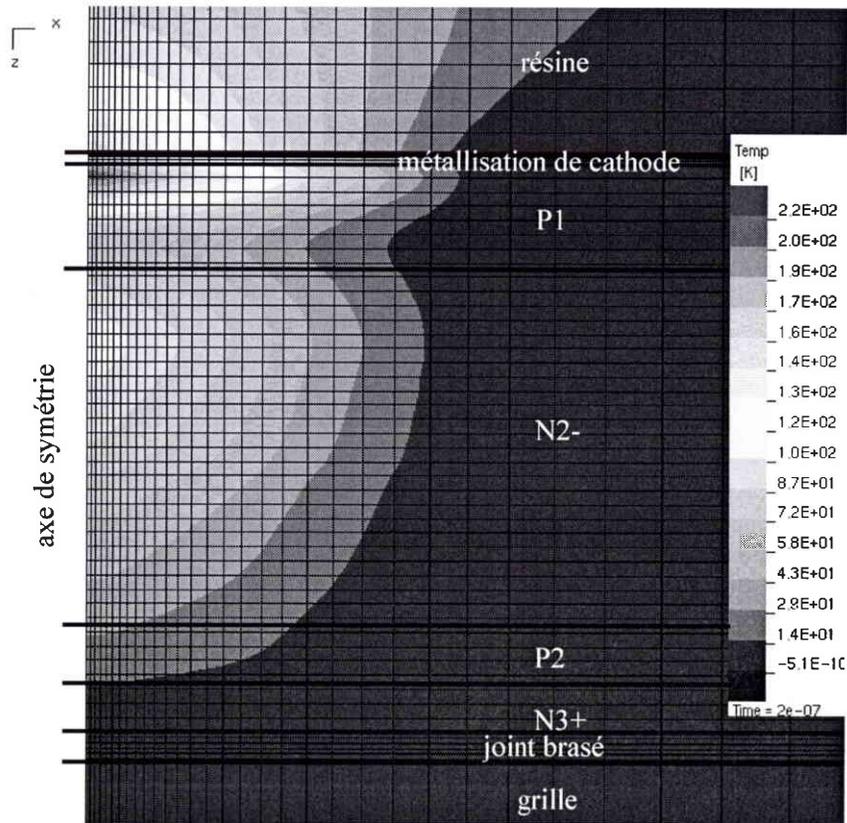


Fig. III-38. Carte thermique sous SOLIDIS.

III.2.2.2 Système mécanique

La figure III-39 représente les vecteurs σ dont les composantes sont les contraintes mécaniques principales σ_x et σ_z à $t = 200 \text{ ns}$. Les jonctions de la puce ont été rajoutées.

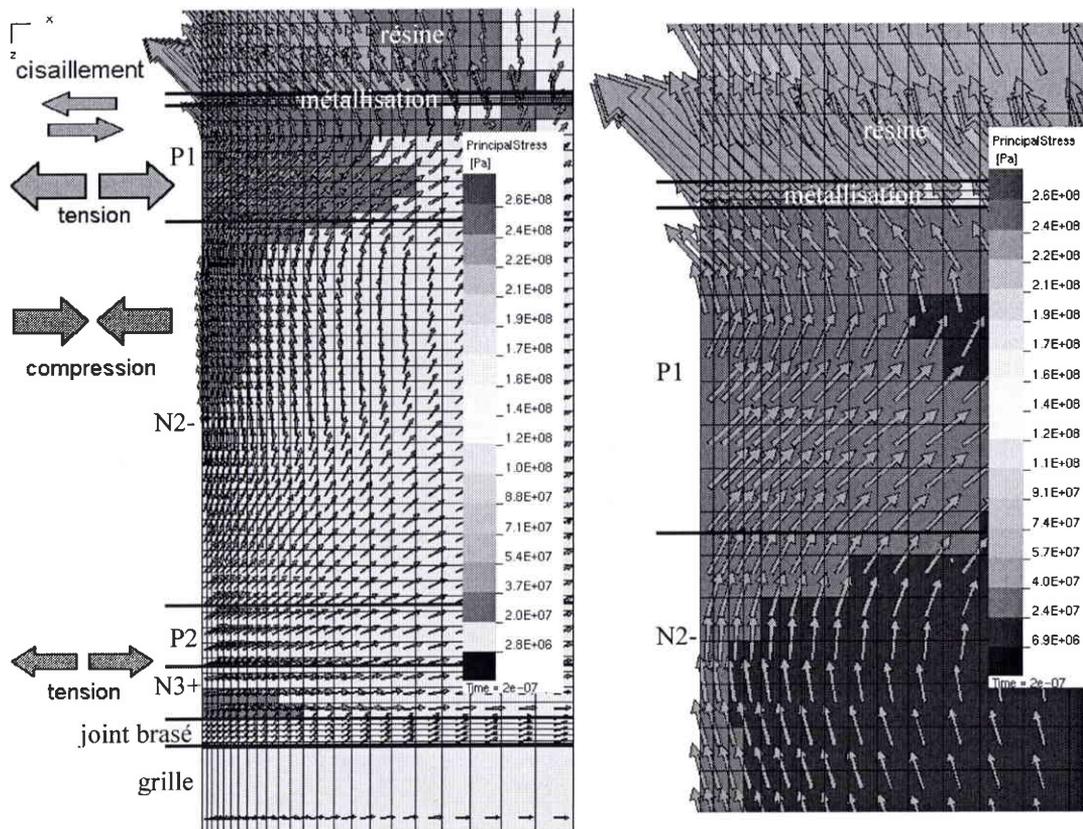


Fig. III-39. Carte des contraintes mécaniques principales dans la structure.

Sous l'effet du point chaud volumique, le silicium de la couche N2- se dilate et subit des forces de compression tandis que des forces de tension sont exercées de part et d'autre de ce point chaud. Le faible écart thermique dans P2 et N3+ induit des faibles forces de tension dans ces couches ainsi que dans le joint brasé. Ceci implique notamment que les défauts ponctuels de la couche P2 ne se développent pas, ou alors extrêmement lentement, car ils subissent une contrainte mécanique négligeable.

Des forces de tension élevées sont exercées dans la portion inférieure de la couche P1, entre le point chaud surfacique et le point chaud volumique. Ces tensions sont dues au fort écart thermique entre les deux points chauds.

Au niveau du point chaud surfacique, dans la portion supérieure de la couche P1, il y a un mécanisme de compensation des forces. Les forces de tension créées par le point chaud volumique dans la couche P1 se compensent avec les forces de compression au niveau du point chaud surfacique.

Le point chaud surfacique amène le silicium de surface, la couche métallique et le contact avec la résine à la même température. Les trois matériaux sont quasiment à la même température car la couche métallique est peu épaisse (3 μm) et l'aluminium présente une conductivité thermique élevée.

La figure III-40 montre que les différences de coefficients de dilatation entre les trois matériaux induisent des déformations de cisaillement. Des cisaillements apparaissent à la surface du silicium, dans le métal et dans la résine. En particulier, la métallisation subit des cisaillements importants à cause de la différence de coefficients de dilatation entre la résine et le silicium.

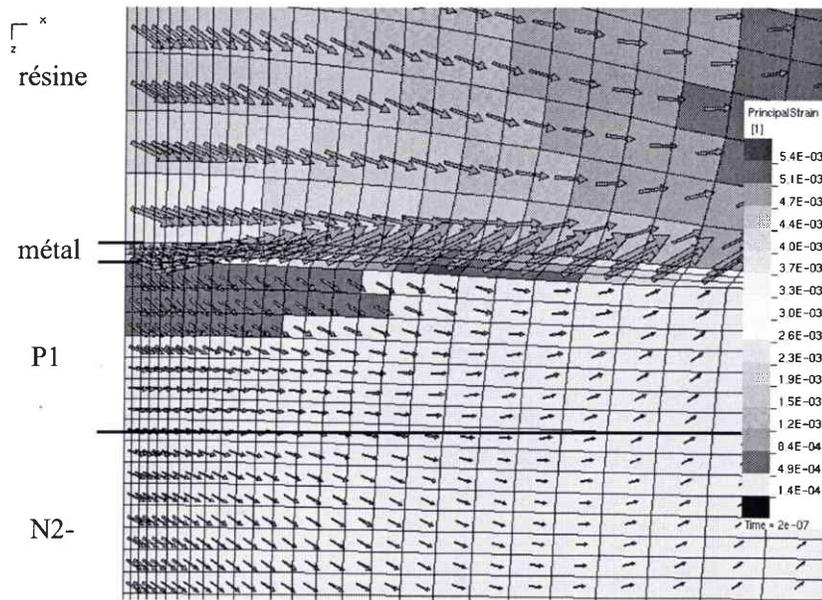


Fig. III-40. Déformations mécaniques (x500) dans la résine, la métallisation et la couche P1.

La figure III-41 montre les plans de glissement ainsi que les angles de glissement des trois matériaux.

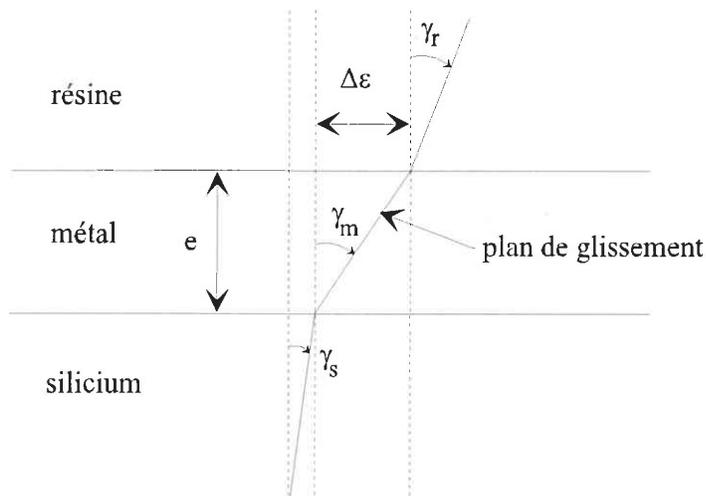


Fig. III-41. Plans et angles de glissement.

La déformation macroscopique du métal $\Delta\varepsilon$ est proportionnelle à l'élévation de température ΔT du point chaud surfacique et à la différence de coefficients de dilatation $\Delta\alpha$ entre la résine du boîtier et le silicium [ISAG-80].

$$\Delta\varepsilon \propto \Delta\alpha \cdot \Delta T \quad (\text{III-22})$$

L'angle de glissement γ_m est proportionnel à la déformation $\Delta\varepsilon$ du métal :

$$\gamma_m = \frac{\Delta\varepsilon}{e} \quad (\text{III-23})$$

avec e l'épaisseur de la couche métallique.

III.2.3 Effets thermomécaniques des points chauds dans le thyristor TH2

III.2.3.1 Mécanisme de fusion du point chaud volumique

Un point chaud atteint la température de fusion du silicium par un mécanisme d'emballage thermique. La concentration en porteurs intrinsèques n_i (porteurs générés thermiquement) augmente localement avec la température du point chaud. Quand cette concentration atteint la concentration extrinsèque (porteurs libérés par les impuretés dopantes), le taux de recombinaison chute et la structure devient instable. La résistivité électrique devient plus faible au niveau du point chaud (après une légère augmentation transitoire au-delà de 300 K), ce qui entraîne que tout le courant du plasma essaie de passer à travers cette région de plus faible résistance électrique. L'augmentation des densités de courant entraîne un accroissement supplémentaire de la température du point chaud par effet Joule. Il y a donc emballement du phénomène. Ce mécanisme est accéléré avec l'augmentation de la résistivité thermique du silicium avec la température. La température du point chaud peut ainsi atteindre localement la température de fusion du silicium (1400 K).

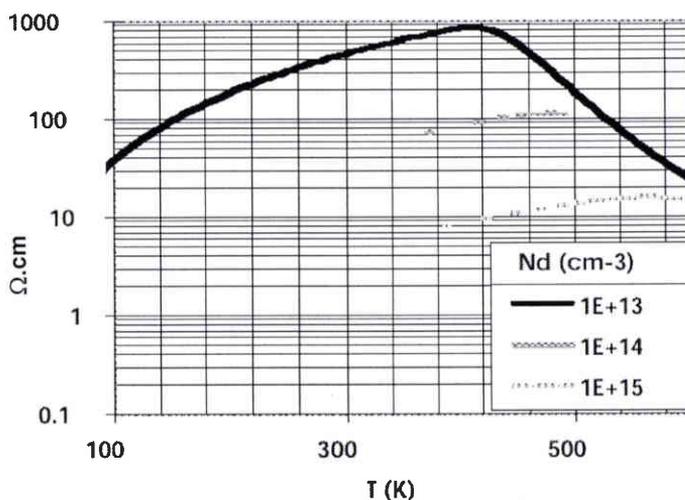


Fig. III-42. Variation de la résistivité électrique du silicium en fonction du dopage et de la température.

La température intrinsèque augmente avec le dopage du silicium [RODR-98]. D'après la figure III-42, pour du silicium faiblement dopé comme le substrat N2- (10^{14} cm^{-3}), la température intrinsèque vaut 500 K, soit un écart de température de 200 K. On en déduit que si la température locale du point chaud volumique dépasse 500 K, la zone du point chaud fond. C'est un mécanisme déterministe de dégradation : il n'y a pas de fusion tant que la température locale du point chaud est inférieure à la température intrinsèque, sinon il y a emballement thermique puis fusion du silicium.

III.2.3.2 Mécanisme de fusion du point chaud surfacique

Il est peu probable que la zone du point chaud surfacique fonde par emballement thermique. En effet, le silicium de surface de la couche P1 est fortement dopé ($10^{19} - 10^{20} \text{ cm}^{-3}$) afin d'assurer un bon contact ohmique avec la métallisation de cathode. Ce fort dopage assure une température intrinsèque élevée ($> 900 \text{ K}$). En fait, il y a fusion du point chaud surfacique quand la température de l'interface atteint localement la température de fusion de l'eutectique Al/Si, qui vaut environ 850 K. L'aluminium fond et diffuse dans le silicium. Si le courant n'est pas limité extérieurement, cet alliage absorbe l'énergie et fond de proche en proche, un large cratère est alors créé [ALOI-91].

III.2.3.3 Fatigue de la métallisation de cathode

Si les contraintes mécaniques macroscopiques dans la métallisation dépassent la limite d'élasticité du matériau, des déformations plastiques (irréversibles) se produisent à chaque cycle thermique. Il y a accumulation de dommages permanents dans le métal à chaque cycle jusqu'à rupture.

Initiation de fissures dans un matériau ductile : modèle de Wood

Les déformations observées sur la surface du métal (chapitre 2) peuvent être expliquées par le modèle de Wood [BROE-82] :

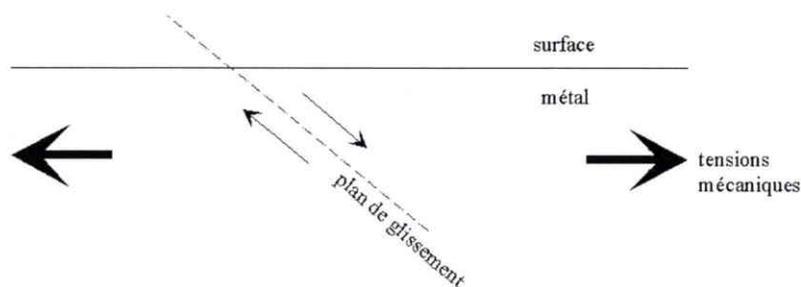


Fig. III-43. Glissement du métal selon un plan sous l'effet des forces de tension.

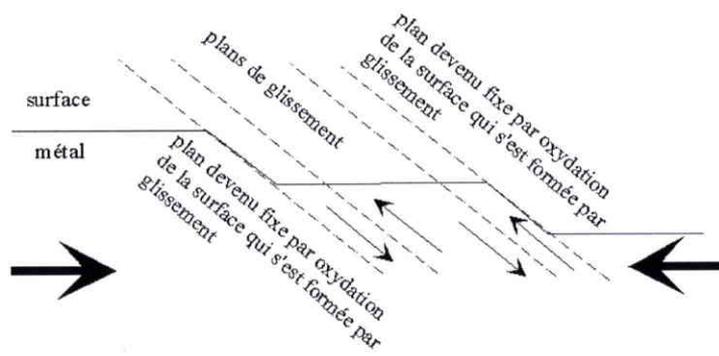


Fig. III-44. Etat du métal après le glissement précédent. L'application des forces de compression inverse le sens de glissement des plans.

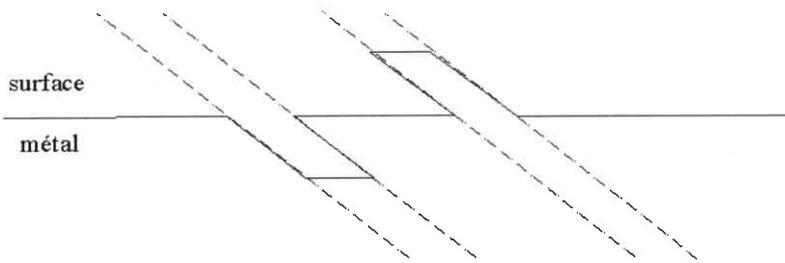


Fig. III-45. Etat du métal après le glissement précédent.

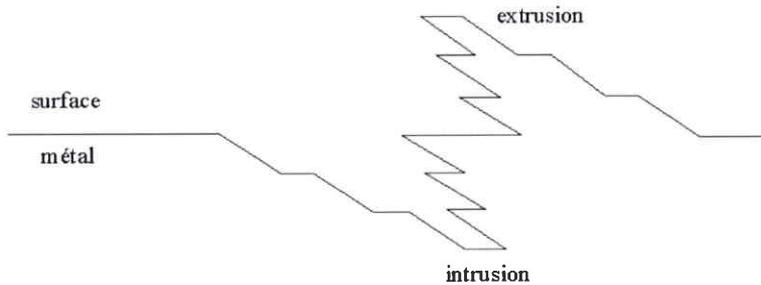


Fig. III-46. Etat du métal après un certain nombre de cycles de tension et de compression.

La couche métallique se déforme selon un plan de glissement déterminé par la différence de coefficients de dilatation entre la résine et le silicium (figure III-41).

Pendant la partie du cycle thermique où des forces de tension sont appliquées sur la métallisation (figure III-43), un glissement du métal se fait selon un plan favorablement orienté. Il se forme de nouvelles surfaces.

Pendant la partie du cycle thermique où des forces de compression sont appliquées sur la métallisation (figure III-44), le glissement du métal se fait dans le sens opposé selon les plans. L'aluminium étant chimiquement actif, les surfaces qui se sont formées précédemment ne peuvent plus glisser car elles se sont oxydées. Cette oxydation a été mise en évidence par une analyse spectroscopique (chapitre 2).

La figure III-46 montre l'état de la surface du métal après un certain nombre de cycles de tension et compression. Les glissements du métal forment des intrusions (cavités plus ou moins profondes dans le métal) et des extrusions. Les déformations de la surface de la métallisation ont été révélées optiquement (chapitre 2). Les frottements entre la résine du boîtier et la surface de la métallisation provoquent une "épluchure" du métal dans les régions où apparaissent des déformations plastiques de cisaillement.

Une intrusion peut s'initier en une micro-fissure à la suite d'un nombre conséquent de cycles (temps d'initiation).

Propagation de la fissure dans un matériau ductile

Une fois formée, la fissure se propage progressivement entre les grains du métal par un mécanisme de conversion de l'énergie plastique (l'énergie élastique est négligeable dans les matériaux ductiles) en énergie de formation de nouvelles surfaces.

La durée de vie d'un matériau ductile qui subit à chaque cycle des déformations irréversibles est donnée par la loi de Coffin-Manson [COFF-54] [MANS-66]. Cette loi traduit la fatigue oligocyclique (faible nombre de cycles, typiquement $N_f < 10^6$ cycles) d'un métal :

$$N_f = \frac{A}{(\Delta\varepsilon_p)^n} \quad (\text{III-24})$$

A est une constante qui dépend du matériau;

n est une constante empirique;

$\Delta\varepsilon_p$ est la déformation plastique du métal à chaque cycle.

La relation de proportionnalité entre la déformation et l'élévation de température donnée par l'équation III-22 permet d'écrire :

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T} \right)^n \quad (\text{III-25})$$

K est une constante qui dépend du matériau;

n est l'exposant empirique de Coffin-Manson, $n = 1 - 3$ pour les matériaux ductiles [SEMA-00] et plus particulièrement pour l'aluminium $n = 1,83$ [RAMM-00].

Pendant l'initiation et la propagation des fissures dans la métallisation de cathode, il n'y a pas de variation des courants de fuite direct et inverse.

Fracture ductile

Quand la fissure atteint la taille critique, il y a fracture ductile inter-granulaire par un mécanisme de conversion instantanée de l'énergie plastique en énergie cinétique de propagation [BROE-82].

La zone du point chaud surfacique fond sous l'effet de deux mécanismes qui agissent simultanément (figure III-47) :

- Les fissures dans le métal correspondent à des "vides" qui perturbent la dissipation thermique du point chaud surfacique. La température du point chaud surfacique augmente localement sous les vides, se rapprochant ainsi de la température de fusion de l'eutectique Al/Si.
- La fracture ductile du métal peut créer à l'interface Al/Si du point chaud surfacique un défaut assez volumineux. Etant donné que la température locale au centre d'un défaut augmente avec son volume [BEND-96], elle peut dépasser la température de fusion de l'eutectique Al/Si, et la région du point chaud surfacique fond alors instantanément.

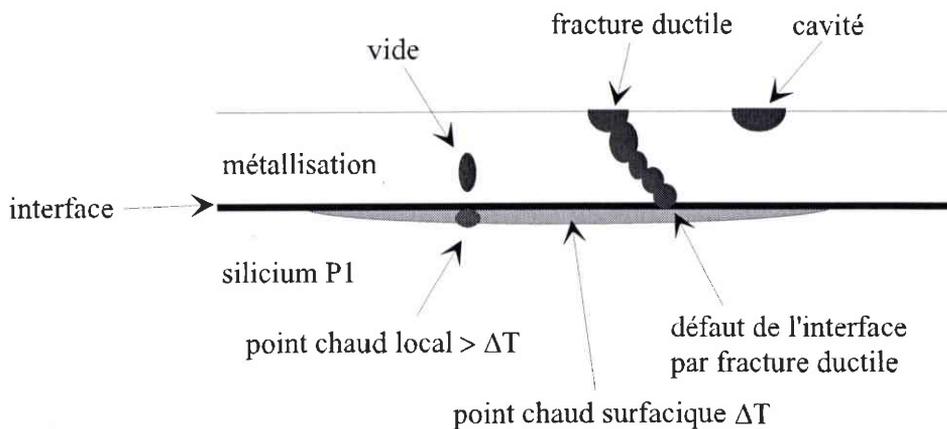


Fig. III-47. *Fatigue de la métallisation par le point chaud surfacique.*

Lorsque la zone du point chaud surfacique fond, elle provoque également une élévation thermique du point chaud volumique. Si la température locale du point chaud volumique dépasse la température intrinsèque de la couche N2-, il y a fusion par emballement thermique. L'analyse des défaillances physiques (chapitre 2) a clairement montré la présence de deux fusions, une dans le volume du substrat et une autre à la surface sous la métallisation. Ces fusions sont entourées de fractures du silicium.

Au moment de la fusion, la température locale au niveau de la ZPF devient très élevée (1400 K), les contraintes mécaniques deviennent extrêmes (les gradients thermiques sont de l'ordre de 1000 K) et s'appliquent sur une surface latérale plus grande. Ces contraintes mécaniques

peuvent dépasser la charge de rupture du silicium et provoquer des fractures dans la puce [SOMO-93]. Ces contraintes s'exercent également en surface et peuvent fracturer la passivation au verre. Les fractures autour des fusions provoquent spontanément une forte dégradation des jonctions N2-P1 et P2-N2, d'où un fort courant de fuite inverse et direct. Il est à noter que les fusions en elles-mêmes ne créent pas de courant de fuite car le silicium fondu (verre) n'est pas conducteur.

III.2.3.4 Fatigue du silicium

Si les contraintes mécaniques macroscopiques dans la métallisation restent inférieures à la limite d'élasticité du matériau, le métal ne subit que des déformations élastiques. Ces déformations réversibles ne provoquent pas de fatigue oligocyclique du métal. L'analyse des défaillances a effectivement montré que la métallisation de certains TRIACs ne montre pas d'usure même après l'application de plusieurs millions de cycles. Néanmoins, ces pièces se sont dégradées par fusion du point chaud surfacique du silicium. Le deuxième mécanisme de dégradation est la fatigue d'un matériau fragile par chocs thermiques. La fatigue d'un matériau, qu'il soit ductile ou fragile, se caractérise toujours par la formation d'une fissure sous des contraintes cycliques.

Les cycles thermiques induisent des cycles mécaniques qui initient et propagent une fissure depuis les défauts de l'interface entre le silicium et le contact métallique [BEND-96]. Les défauts de surface du silicium peuvent être des impuretés (contamination ionique par la passivation ou par des résidus chimiques pendant la fabrication) ou des inhomogénéités de la surface (découpe et polissage pendant la fabrication) [BAJE-99]. Une fois le défaut initié en micro-fissure, il y a propagation sous des forces de cisaillement (mode II).

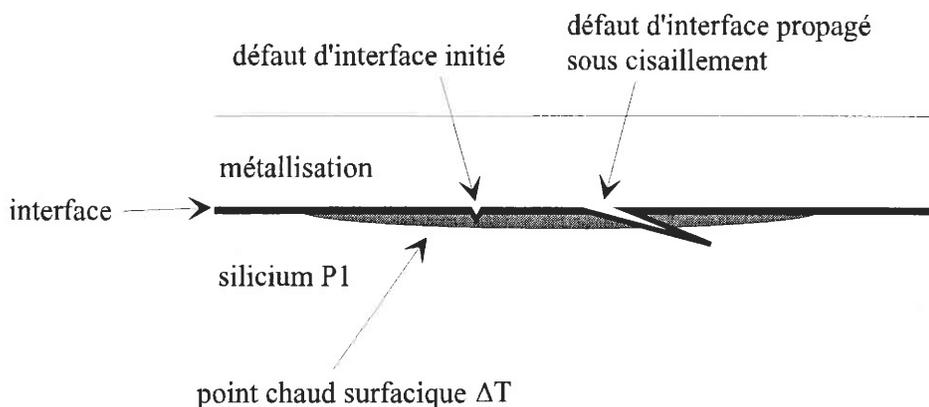


Fig. III-48. Fatigue du silicium par le point chaud surfacique.

Etant donné que la micro-fissure ne subit pas de forces de tension, elle ne peut pas se propager verticalement par ouverture dans la couche P1. Sous l'effet des forces de cisaillement, la micro-fissure se propage horizontalement près de la surface du silicium (figure III-48). La micro-fissure se développe dans le point chaud surfacique et ne pénètre jamais dans la ZCE de la jonction N2-P1 (d'où l'absence de variations progressives du courant de fuite direct). Au fur et à mesure que cette fissure augmente de volume dans le point chaud surfacique, la température locale au centre du défaut croît. Lorsque cette fissure atteint une certaine dimension, il y a fusion du point chaud surfacique.

Le nombre de cycles thermiques avant défaillance se dérive de la loi de Paris du taux de propagation d'une fissure (équation III-15). Après avoir remplacé le facteur d'intensité de la contrainte par le mode II, l'intégration donne l'équation III-26 bien connue.

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T} \right)^n \quad (\text{III-26})$$

ΔT est l'élévation de température du point chaud surfacique;

K est une constante qui dépend du matériau;

n est l'exposant empirique de Coffin-Manson, $n = 6 - 10$ pour les matériaux fragiles [SEMA-00] et plus particulièrement pour le silicium $n = 9 - 10$ [SOMO-93].

Remarque : le métal ne subit pas dans ce cas de fatigue oligocyclique car les contraintes macroscopiques ne franchissent pas la limite d'élasticité du matériau. Cependant, à l'échelle mésoscopique, certains grains défavorablement orientés peuvent subir un écoulement plastique. Ces grains agissent comme des centres de concentration de la contrainte mécanique. Des fissures de fatigue s'amorcent à l'échelle d'un ou plusieurs grains, et peuvent au bout d'un grand nombre de cycles endommager le métal. On parle de fatigue-endurance ou de fatigue polycyclique (grand nombre de cycles, typiquement $N_f > 10^7$ cycles).

III.2.4 Synthèse du mécanisme de dégradation dans Q3

- Le courant de gâchette amorce le thyristor de puissance TH2 au niveau de la zone primaire de fermeture (figure III-49).

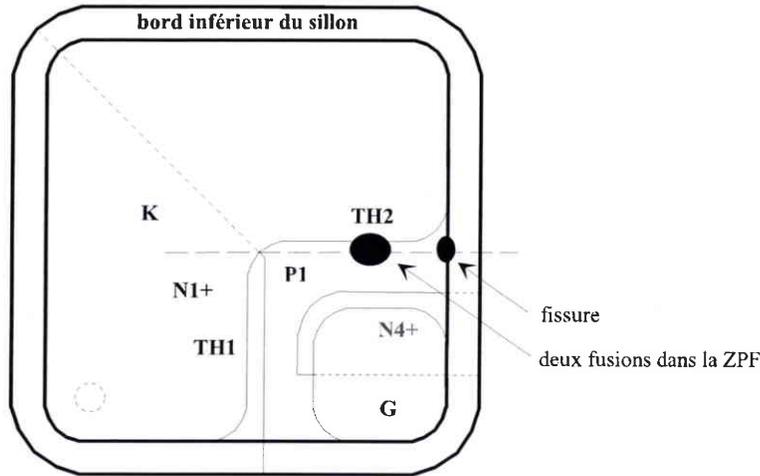


Fig. III-49. Amorçage du thyristor TH2 dans Q3 par le courant de gâchette.

- La puissance électrique dissipée à travers la ZPF du thyristor TH2 crée un point chaud volumique situé dans N2- près de P1 et un point chaud surfacique à l'interface Al/Si. Le point chaud surfacique présente une température locale bien plus élevée que le point chaud volumique.

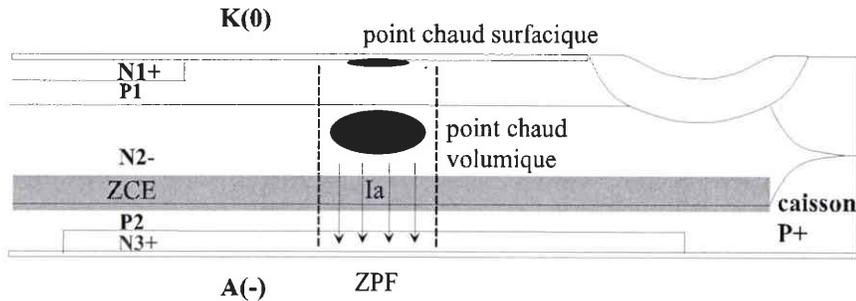


Fig. III-50. Section transversale selon le plan de coupe.

- La position caractéristique du point chaud volumique fait que des forces de tension négligeables sont appliquées sur la face arrière du TRIAC, d'où peu ou pas de développement des défauts ponctuels de la couche P2.
- Des forces de tension importantes apparaissent entre les deux points chauds dans la couche P1, mais l'absence de défauts ponctuels ne permet pas l'initiation de micro-fissures.
- Le point chaud surfacique contraint simultanément la métallisation de cathode et le silicium de surface.

- Si les contraintes mécaniques macroscopiques dépassent la limite d'élasticité du métal, il y a fatigue oligocyclique de la métallisation. Une micro-fissure s'initie et se propage en peu de cycles dans le matériau ductile (figure III-51). Ce phénomène se produit quand la température du point chaud surfacique atteint une valeur critique (température pour laquelle il apparaît des déformations plastiques macroscopiques). Le point chaud dépasse cette valeur critique lors de l'application d'un fort di/dt , mais également à cause de certains défauts de surface, et plus particulièrement le manque d'adhésion entre le métal et le silicium [BAJE-99]. Ce manque d'adhésion se caractérise par des vides à l'interface qui perturbent la dissipation thermique et provoquent une augmentation locale supplémentaire de la température du point chaud surfacique.
- Si les contraintes mécaniques macroscopiques restent inférieures à la limite d'élasticité du métal, il n'y a pas de fatigue oligocyclique de la métallisation. La température du point chaud surfacique reste inférieure à la valeur critique quand la contrainte di/dt appliquée est faible (relativement au cas précédent), et quand le contact Al/Si présente une bonne adhésion. Cependant, la métallisation se détériore par fatigue-endurance au bout d'un grand nombre de cycles ($> 10^7$).
- En parallèle avec les mécanismes précédents, il se produit la fatigue thermique du silicium de surface. Une micro-fissure s'initie à partir des défauts de l'interface Al/Si (impuretés et inhomogénéités du silicium de surface), et se propage horizontalement dans le point chaud surfacique sous des contraintes de cisaillement (figure III-51).

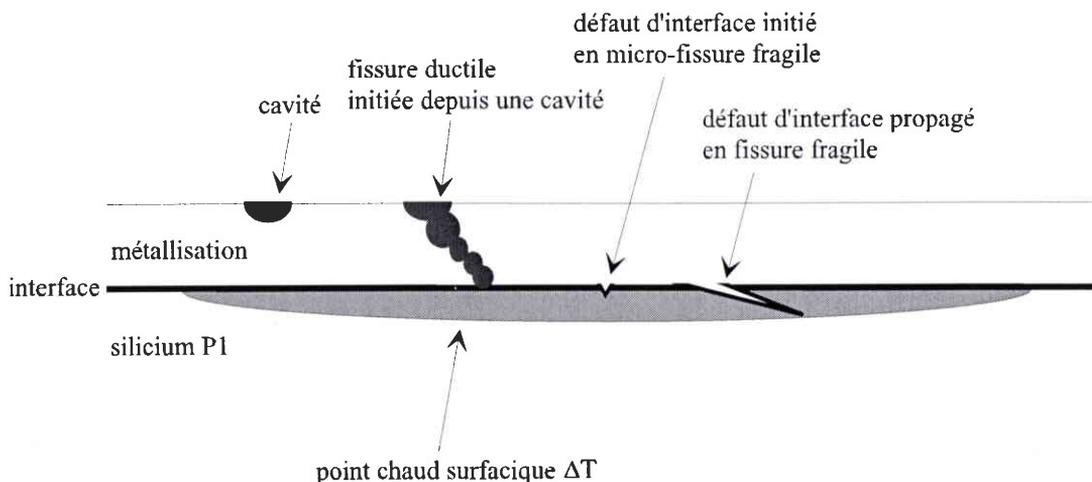


Fig. III-51. Schéma du mécanisme de dégradation de l'interface par une fatigue du métal et une fatigue du silicium.

- Pendant l'initiation et la propagation des fissures (ductiles ou fragiles) à l'interface Al/Si, il n'y a pas de variation des courants de fuite directs et inverses car les jonctions N2-P1 et N2-P2 ne sont pas dégradées.
- Quand une fissure (ductile ou fragile) atteint une dimension critique à l'interface Al/Si, il y a fusion du point chaud surfacique car la température dépasse localement au niveau du défaut la température de fusion de l'eutectique Al/Si.
- Ce mécanisme provoque également la fusion du point chaud volumique, cette fois-ci par emballement thermique.
- Au moment de la fusion, les forts écarts thermiques créent des contraintes qui dépassent la charge de rupture, et provoquent des fractures verticales dans le silicium et la passivation. Les passivations situées près de la ZCE de TH2 sont des régions mécaniquement sensibles, propices au développement de fractures, notamment la passivation entre cathode et gâchette ainsi que l'anneau de verre (figure III-49). Les fractures verticales traversent les jonctions N2-P1 et N2-P2, ce qui se traduit électriquement par un fort courant de fuite direct et inverse (I_R et $I_D > 50 \mu A$ en valeur absolue). Ce mécanisme catastrophique ne se produit qu'une fois, à l'instant de la fusion.

Chapitre IV Fiabilité : analyse de survie et tests accélérés

CHAPITRE IV FIABILITE : ANALYSE DE SURVIE ET TESTS ACCELERES..... 116

IV.1 Fiabilité des TRIACs dans le quadrant Q2	119
IV.1.1 Analyse de survie	119
IV.1.1.1 Collecte des données	119
IV.1.1.2 Distribution de Weibull.....	121
IV.1.1.3 Représentation graphique.....	122
IV.1.1.4 Estimation des paramètres de la loi de distribution	122
IV.1.1.5 Courbe de probabilité avec $V_A = 300\text{ V}$, $di/dt = 80\text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 7\text{ A}$	123
IV.1.1.6 Courbe de probabilité avec $V_A = 300\text{ V}$, $di/dt = 94\text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 8,5\text{ A}$	125
IV.1.1.7 Courbe de probabilité avec $V_A = 300\text{ V}$, $di/dt = 110\text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 9,5\text{ A}$	127
IV.1.1.8 Courbe de probabilité avec $V_A = 300\text{ V}$, $di/dt = 130\text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 11\text{ A}$	129
IV.1.1.9 Courbe de probabilité avec $V_A = 300\text{ V}$, $di/dt = 70\text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{i} = 6\text{ A}$	131
IV.1.1.10 Mécanisme de dégradation et distribution de Weibull.....	133
IV.1.2 Tests accélérés.....	134
IV.1.2.1 Vérification de la possibilité d'accélération	134
IV.1.2.2 Loi d'accélération	135
IV.1.2.3 Représentation graphique.....	136
IV.1.2.4 Estimation des paramètres de la loi d'accélération.....	136
IV.1.2.5 Application de la loi d'accélération aux TRIACs Z0103MA.....	137
IV.1.2.6 Extension de la loi d'accélération.....	138
IV.2 Fiabilité des TRIACs dans le quadrant Q3	140
IV.2.1 Analyse de survie	140
IV.2.1.1 Différentes distributions de Weibull	140
IV.2.1.2 Distribution de Weibull à 5 paramètres	141
IV.2.1.3 Courbe de probabilité avec $V_A = -300\text{ V}$ et $di/dt = -320\text{ A}/\mu\text{s}$	143
IV.2.1.4 Courbe de probabilité avec $V_A = -300\text{ V}$ et $di/dt = -360\text{ A}/\mu\text{s}$	144
IV.2.1.5 Courbe de probabilité avec $V_A = -300\text{ V}$ et $di/dt = -410\text{ A}/\mu\text{s}$	145
IV.2.1.6 Courbe de probabilité avec $V_A = -300\text{ V}$ et $di/dt = -270\text{ A}/\mu\text{s}$	146
IV.2.1.7 Mécanisme de dégradation et distribution de Weibull.....	147
IV.2.2 Tests accélérés.....	147
IV.2.2.1 Vérification de la possibilité d'accélération.....	147
IV.2.2.2 Loi d'accélération de l'usure de la métallisation.....	148
IV.2.2.3 Loi d'accélération de la fatigue du silicium	149
IV.2.2.4 Validation du mécanisme de dégradation	151

Les statistiques, c'est comme un bikini. Ce qu'elles révèlent est suggestif. Ce qu'elles dissimulent est essentiel.

Aaron Levenstein

La distribution de Weibull fut inventée par Waloddi Weibull en 1937 qui présenta un célèbre article sur le sujet en 1951 [WEIB-51]. Il affirma que cette distribution peut s'appliquer à un grand nombre de problèmes. Il illustra ce point avec 7 exemples allant de la résistance d'une barre de métal jusqu'à la taille d'une population d'adultes masculins dans les îles britanniques. La réaction initiale à l'article de Weibull était négative, allant du scepticisme jusqu'au rejet pur et simple. Cependant, l'USAF (U.S. Air Force) reconnut les mérites de la distribution de Weibull et fonda ses travaux de recherche sur cette méthode à partir de 1975. Aujourd'hui, la méthode WLDA ("Weibull Life Data Analysis") est la plus puissante et la plus couramment utilisée pour l'analyse de survie.

La méthode WLDA inclut :

- L'échantillonnage et collecte des temps de défaillance (ou TTF "Time To Failure");
- La représentation graphique des données et interprétation;
- La prévision des durées de vie et risques;
- Les plans de maintenance, coût de remplacement et gestion de décisions;
- Le calibrage de systèmes.

La distribution de Weibull s'adapte a toutes sortes de données, comme :

- Des données complètes, censurées par intervalles, à droite, et à gauche;
- Des mixtures de plusieurs modes de défaillance;
- Des données issues d'échantillons extrêmement petits;
- Le cas où il y a zéro défaillance.

Parmi les possibilités de l'analyse Weibull, nous pouvons citer la capacité de produire des résultats précis avec des échantillons extrêmement petits, ainsi qu'une représentation graphique aisée et utile. Cette méthode est d'ailleurs utilisable même avec des imperfections dans les données [ABER-94].

Néanmoins, l'analyse de survie traditionnelle n'est pas toujours suffisante car elle consiste à étudier les temps de défaillance (d'un produit, système ou composant) obtenus sous des conditions opératoires nominales. Dans beaucoup de situations, de telles données peuvent être très difficiles, voire impossibles à obtenir. Les raisons de cette difficulté se déclinent par les longues durées de vie des produits actuels ou encore par le peu de temps disponible entre le moment où le produit est conçu et sa mise sur le marché. Entre cette difficulté et la nécessité d'observer des défauts pour comprendre le mécanisme de dégradation, des méthodes ont été développées pour accélérer l'apparition des défaillances de la structure sous test, c'est-à-dire produire leur vieillissement prématuré.

Ces tests accélérés peuvent être classés en trois catégories (annexe C) :

- Le test dit de "torture" est un test qualitatif effectué sur un petit échantillon qui subit un certain nombre de contraintes d'intensité très élevée. L'objectif est de faire apparaître les défauts potentiels de l'échantillon sous test.
- Le rodage ("burn-in"), appelé également déverminage, est un test qualitatif effectué sur toute la population pour éliminer les pièces qui présentent des défauts de jeunesse.
- Les tests accélérés de survie (ou ALT pour "Accelerated Life Testing") sont des tests quantitatifs qui permettent de déterminer la durée de vie des produits sous des conditions nominales d'utilisation. Une méthode courante est l'accélération par surcharge ("overstress acceleration") qui consiste à appliquer des contraintes qui excèdent celles que le produit rencontre dans une utilisation nominale. La durée de vie nominale est obtenue avec des lois d'extrapolation.

Nous combinons dans cette étude de fiabilité des TRIACs dans les quadrants Q2 et Q3 des analyses de survie (WLDA) et des tests accélérés (ALT) afin de déterminer la durée de vie nominale des composants.

IV.1 Fiabilité des TRIACs dans le quadrant Q2

IV.1.1 Analyse de survie

L'échantillon est constitué de 40 TRIACs issus de la même semaine de fabrication. Cette taille d'échantillon est largement assez importante pour obtenir des résultats d'une précision suffisante, comme nous allons le montrer. Tous les TRIACs de l'échantillon sont soumis au même niveau de contrainte, qui correspond au di/dt appliqué à la fermeture. Les TRIACs sont amorcés à une fréquence de 50 Hz dans un seul quadrant donné. A des intervalles de temps réguliers, une inspection des caractéristiques électriques des TRIACs est effectuée pour déceler les pièces défectueuses. Comme nous l'avons précisé dans le chapitre 2, les TRIACs Z0103 se dégradent dans le quadrant Q2 uniquement en courant de fuite inverse, et nous considérons un TRIAC comme défaillant (c'est-à-dire incapable d'effectuer proprement l'opération demandée) à partir du moment où le courant de fuite inverse $I_R > 10 \mu A$.

IV.1.1.1 Collecte des données

Etant donné que l'on ne suit pas l'évolution de l'échantillon à chaque instant, mais par intervalles de temps, les données vont être censurées par intervalles. Ces intervalles peuvent ne contenir aucune, ou une, voire plusieurs défaillances. Si le premier intervalle de temps $[0..t]$

contient des pièces défectueuses, ces pièces sont dites censurées à gauche. Les essais de fiabilité étant rarement effectués jusqu'à 100 % de dégradation, les pièces restantes dont on ne connaît pas la durée de vie sont dites censurées à droite. Ces considérations statistiques sont particulièrement importantes pour une estimation correcte des paramètres de la loi de distribution.

Le tableau IV-1 représente une partie des données collectées pour un échantillon de TRIACs. Un indice de classe est associé à chaque intervalle. Pour le premier indice, les 40 pièces ont été inspectées au bout de 100 cycles (100 amorçages par di/dt). Pour le deuxième indice, on a rajouté 400 cycles supplémentaires (400 amorçages), soit un temps d'inspection de 500 cycles.

Le nombre de pièces qui se dégradent durant l'intervalle d'indice i est donné par f_i .

Le nombre de survivants au début de l'intervalle d'indice i est donné par n_i .

La méthode de Kaplan Meier (KM) est un excellent estimateur de la distribution cumulée sans qu'il y ait besoin de faire la moindre hypothèse sur la distribution [NELS-82] [ABER-94]. Dans notre cas, comme nous n'avons pas de pièces suspendues, l'estimateur de Kaplan Meier est simplement donné par :

$$a_i = \frac{F_i}{N} \quad (IV-1)$$

avec F_i la somme des défaillances et N la taille de l'échantillon.

On remarque qu'il n'y a pas de censure à gauche dans ce cas et que 6 pièces sont censurées à droite.

indice i	intervalle	f_i / n_i	estimateur KM a_i
1	[0...100]	0 / 40	0
2	[100...500]	3 / 40	7,5 %
3	[500...900]	0 / 37	7,5 %
4	[900...1300]	0 / 37	7,5 %
5	[1300...2100]	2 / 37	12,5 %
6	[2100...2900]	1 / 35	15 %
7	[2900...3700]	0 / 34	15 %
8	[3700...4500]	2 / 34	20 %
...
44	[1585300...1790100]	0 / 6	85 %

Tab. IV-1. Tableau de données pour un échantillon de 40 TRIACs amorcés dans le quadrant Q2 avec $V_A = 300 V$, $di/dt = 94 A/\mu s$, $I_G = -6 mA$.

IV.1.1.2 Distribution de Weibull

La distribution cumulée de Weibull à deux paramètres est donnée par [LIGE-92] :

$$F(t) = 1 - R(t) = 1 - \exp\left[-\left(\frac{t}{\alpha}\right)^\beta\right] \quad (IV-2)$$

avec α la durée de vie de Weibull obtenue à $F = 63,2 \%$ et β le paramètre de forme.

R représente la fonction de fiabilité.

Le paramètre de forme est particulièrement important car il donne des indications sur la physique des défauts :

- $\beta < 1$ implique des défauts de jeunesse responsables de la mortalité infantile. En micro-électronique, on parle également de défauts latents. Ces défauts ne sont pas détectables par une inspection fonctionnelle (tests électriques), à moins de les transformer en défauts patents, et contribuent à la mortalité infantile [KUO-98]. Ces défauts proviennent d'une insuffisance dans le contrôle qualité du processus de fabrication. Les défauts de jeunesse sont caractérisés par un taux de mortalité, ou taux de défaillance instantané ("hazard rate"), élevé en début de leur vie (courbe a sur la figure IV-1).
- $\beta = 1$ implique des défauts aléatoires, c'est-à-dire indépendants du temps. Ce sont des défauts qui apparaissent pendant la vie utile. La distribution de Weibull devient une distribution exponentielle. Le taux de défaillance instantané est une constante (courbe b sur la figure IV-1).
- $\beta > 1$ implique de l'usure. Le taux augmente avec le temps (courbe c sur la figure IV-1).

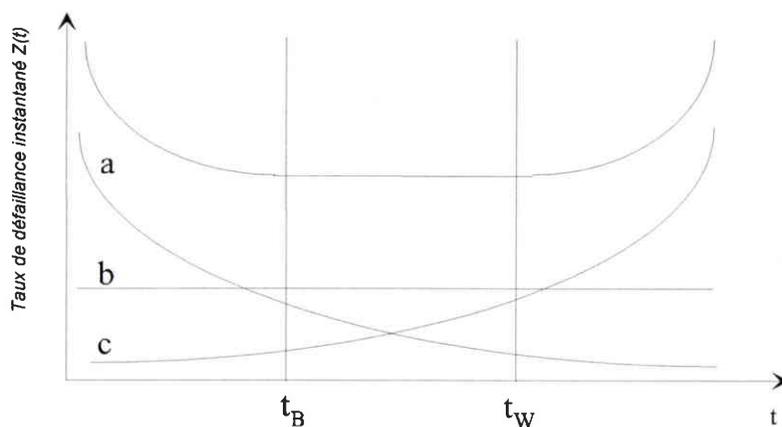


Fig. IV-1. Courbe en baignoire.

t_B est le temps au bout duquel se termine la mortalité infantile ("burn-in time");

t_W est le temps à partir duquel commence l'usure ("wear-out time").

Le taux de défaillance instantané Z (ou h selon les auteurs) est défini par :

$$Z(t) = h(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{R(t) - R(t + \Delta t)}{\Delta t \cdot R(t)} = -\frac{d \ln R(t)}{dt} = -\frac{1}{R(t)} \frac{dR(t)}{dt} \quad (\text{IV-3})$$

Le taux de défaillance instantané vaut pour une distribution de Weibull :

$$Z(t) = \frac{\beta \cdot t^{\beta-1}}{\alpha^\beta} \quad (\text{IV-4})$$

Dans le cas où le nombre de défaillances pour un intervalle de temps Δt est faible comparé à la taille de l'échantillon, le taux de défaillance instantané peut être obtenu sans connaître la loi de distribution avec [KUO-98] :

$$Z(t) = \frac{R(t) - R(t + \Delta t)}{\Delta t \cdot R(t)} \quad (\text{IV-5})$$

IV.1.1.3 Représentation graphique

Nous avons choisi de représenter chaque position a_i (estimateur KM) en fonction du temps final de chaque intervalle d'indice i sur du papier Weibull. Ce papier permet de représenter la distribution de Weibull sous une forme linéaire grâce à l'équation IV-6. Si une distribution suit une loi de Weibull à deux paramètres, elle apparaîtra sous la forme d'une droite sur du papier Weibull. La forme linéaire de la distribution est :

$$\ln[-\ln(1 - F(t))] = \beta \cdot \ln t - \beta \cdot \ln \alpha \quad (\text{IV-6})$$

La pente de la droite donne le paramètre de forme tandis que la durée de vie caractéristique est obtenue à 63,2 % de dégradation.

IV.1.1.4 Estimation des paramètres de la loi de distribution

La méthode classique d'estimation des paramètres est la régression linéaire par moindres carrés. Cette méthode a l'avantage que la droite obtenue passe au mieux entre les points, ce qui se prête bien à une représentation graphique. Elle a l'inconvénient de dépendre de la position ainsi que de la dispersion des points qui est grande sur l'extrémité inférieure et tend à influencer la droite.

Une autre méthode, préférée des statisticiens, est celle du maximum de vraisemblance (MLE) [NELS-82]. Elle consiste à trouver les valeurs de α et β maximisant la vraisemblance d'obtenir les données observées. Elle a l'avantage d'être plus précise qu'une régression linéaire et d'être plus rigoureuse mathématiquement pour la détermination des intervalles de confiance.

Cependant, la MLE n'est pas une méthode graphique et ne se prête donc pas bien à une représentation, ce qui est la principale déficience de cette méthode [ABER-94]. Nous utiliserons par la suite uniquement la méthode MLE, implémentée dans un programme Matlab (annexe G).

IV.1.1.5 Courbe de probabilité avec $V_A = 300 V$, $di/dt = 80 A/\mu s$ et $\hat{I} = 7 A$

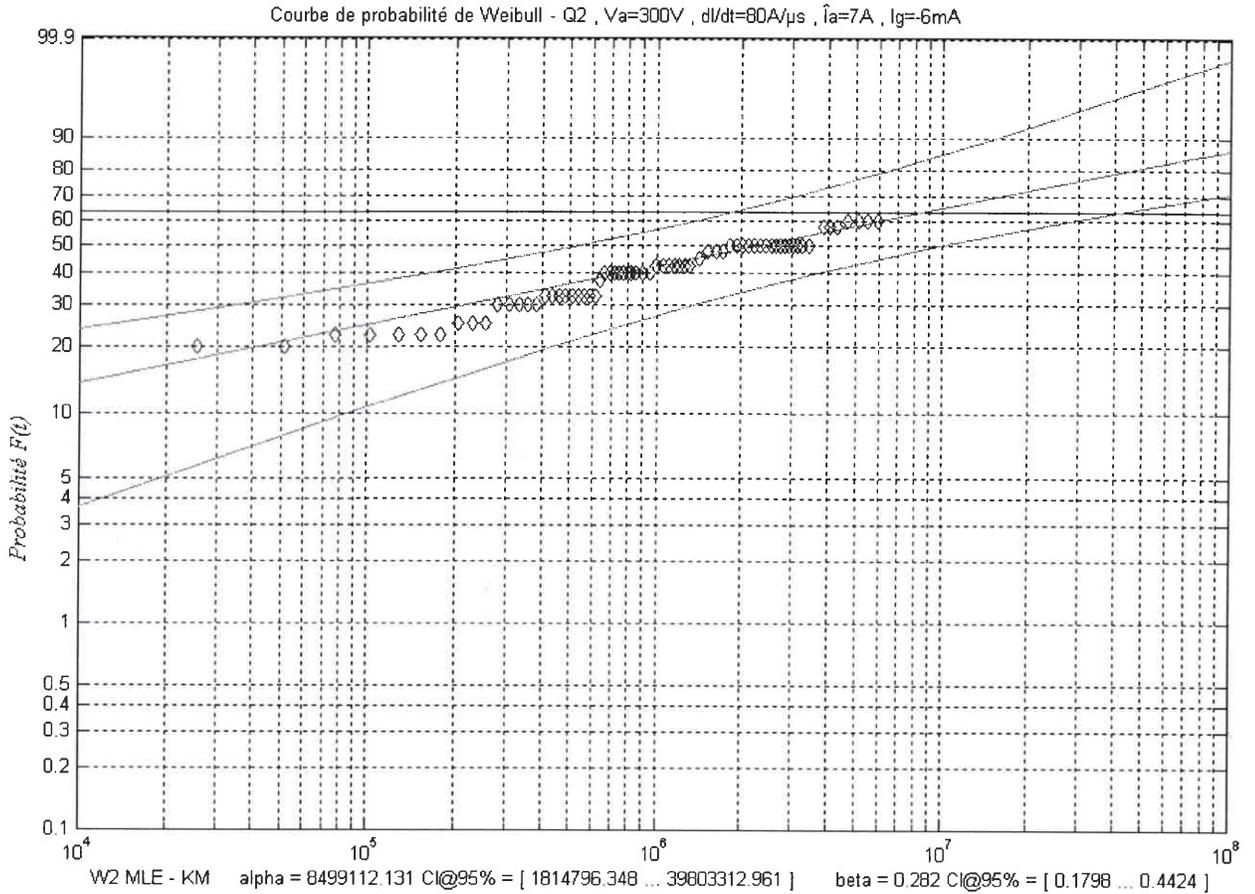


Fig. IV-2. Courbe de probabilité avec un niveau de contrainte de $80 A/\mu s$ dans Q2.

La MLE donne les estimations suivantes (arrondies aux valeurs significatives) :

$\alpha = 8,5 \cdot 10^6$ cycles avec comme intervalle de confiance sur le temps à 95 % $[1,8 \cdot 10^6 \dots 4 \cdot 10^7]$.

$\beta = 0,28$ avec comme intervalle de confiance à 95 % $[0,18 \dots 0,44]$.

On constate que les points sont alignés avec une faible dispersion. L'intervalle de confiance sur le temps à 95 %, dont les limites sont représentées de part et d'autre de la droite, reflète d'ailleurs cette faible dispersion.

Le paramètre de forme est inférieur à 1, ce qui montre que les TRIACs se sont dégradés dans le quadrant Q2 en défauts de jeunesse.

La figure IV-3 représente le taux de défaillance instantané, calculé d'une part avec l'équation IV-4 pour la courbe en pointillés, et d'autre part avec l'équation IV-5 pour les histogrammes. Le taux de mortalité est très élevé lors des premiers cycles puis diminue rapidement.

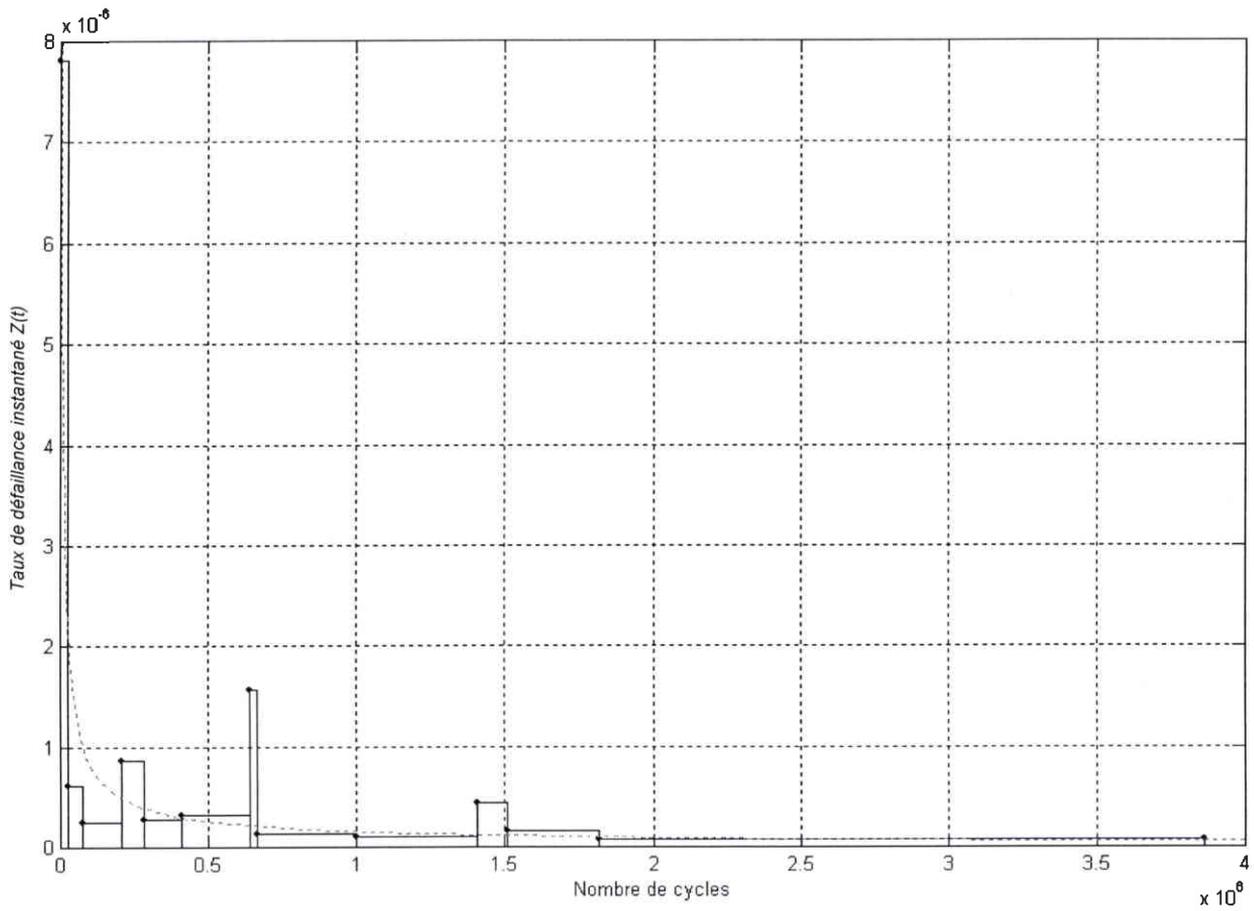


Fig. IV-3. Taux de défaillance instantané avec un niveau de contrainte de $80 A/\mu s$ dans Q2.

IV.1.1.6 Courbe de probabilité avec $V_A = 300 V$, $di/dt = 94 A/\mu s$ et $\hat{i} = 8,5 A$

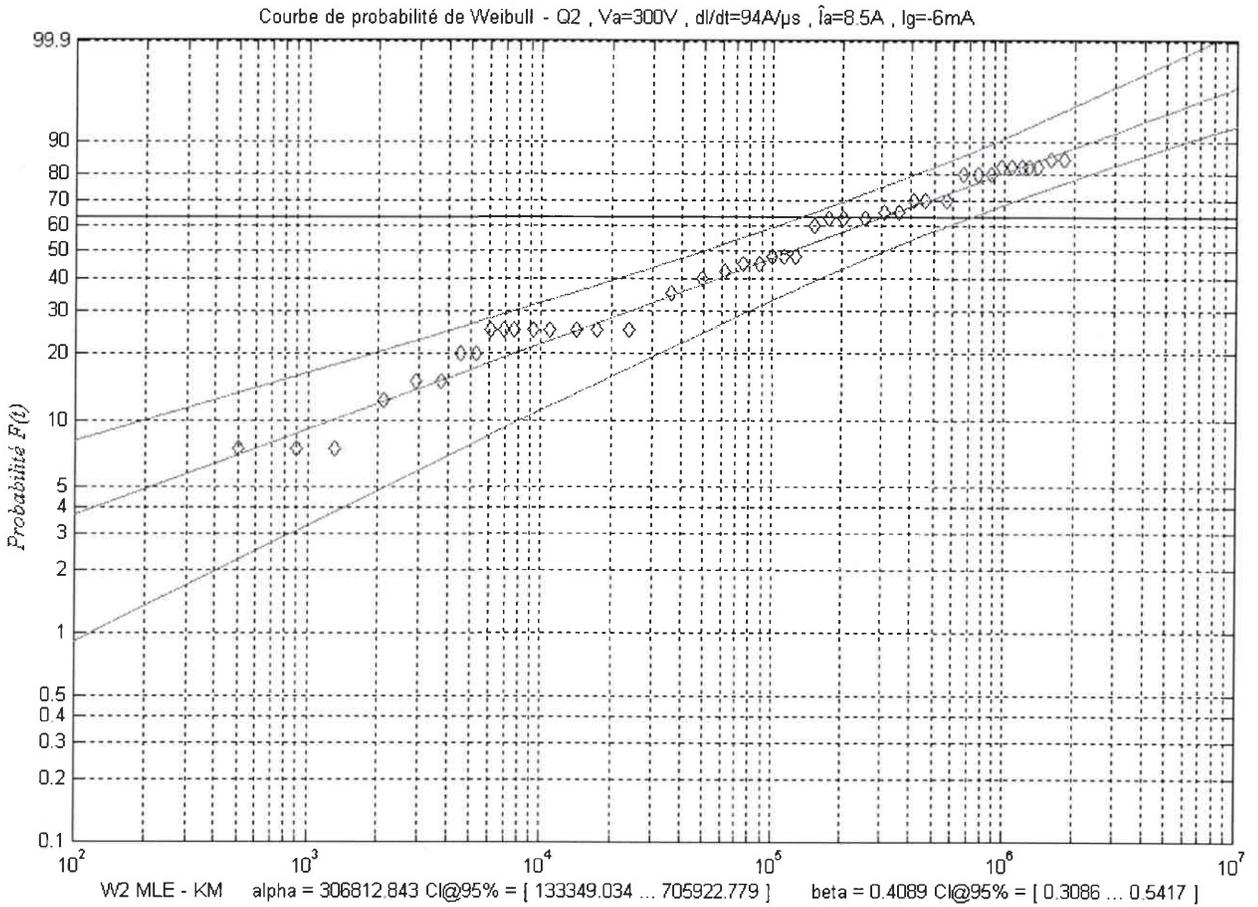


Fig. IV-4. Courbe de probabilité avec un niveau de contrainte de $94 A/\mu s$ dans Q2.

La MLE donne les estimations suivantes (arrondies aux valeurs significatives) :

$\alpha = 3.10^5$ cycles avec comme intervalle de confiance sur le temps à 95 % $[1,3.10^5 \dots 7.10^5]$.

$\beta = 0,4$ avec comme intervalle de confiance à 95 % $[0,3 \dots 0,54]$.

La dispersion des points est faible autour de 63,2 % de dégradation avec une augmentation en extrémité inférieure. Les points sont parfaitement ajustés par une distribution de Weibull à deux paramètres. Aucune imperfection n'est perceptible, telle une concavité (Weibull à 3 paramètres ou une distribution lognormale) ou encore un coude (biWeibull).

Le paramètre de forme est inférieur à 1, ce qui montre que les TRIACs se sont dégradés en défauts de jeunesse dans le quadrant Q2. La courbe du taux de défaillance instantané est représentée sur la figure IV-5. Le taux de mortalité est élevé pendant les premiers amorçages par di/dt puis diminue rapidement.

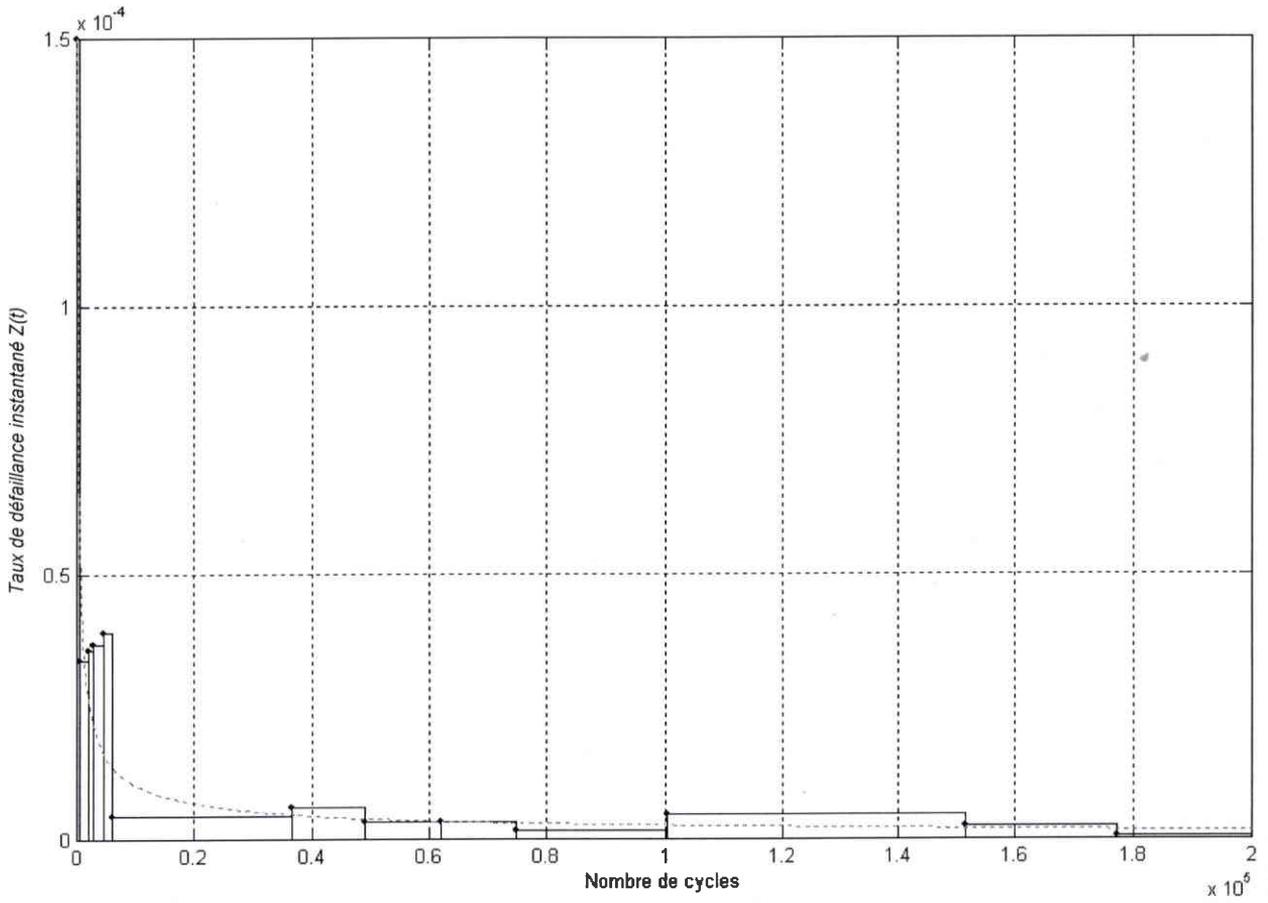


Fig. IV-5. Taux de défaillance instantané avec un niveau de contrainte de $94 A/\mu s$ dans Q2.

IV.1.1.7 Courbe de probabilité avec $V_A = 300 V$, $di/dt = 110 A/\mu s$ et $\hat{i} = 9,5 A$

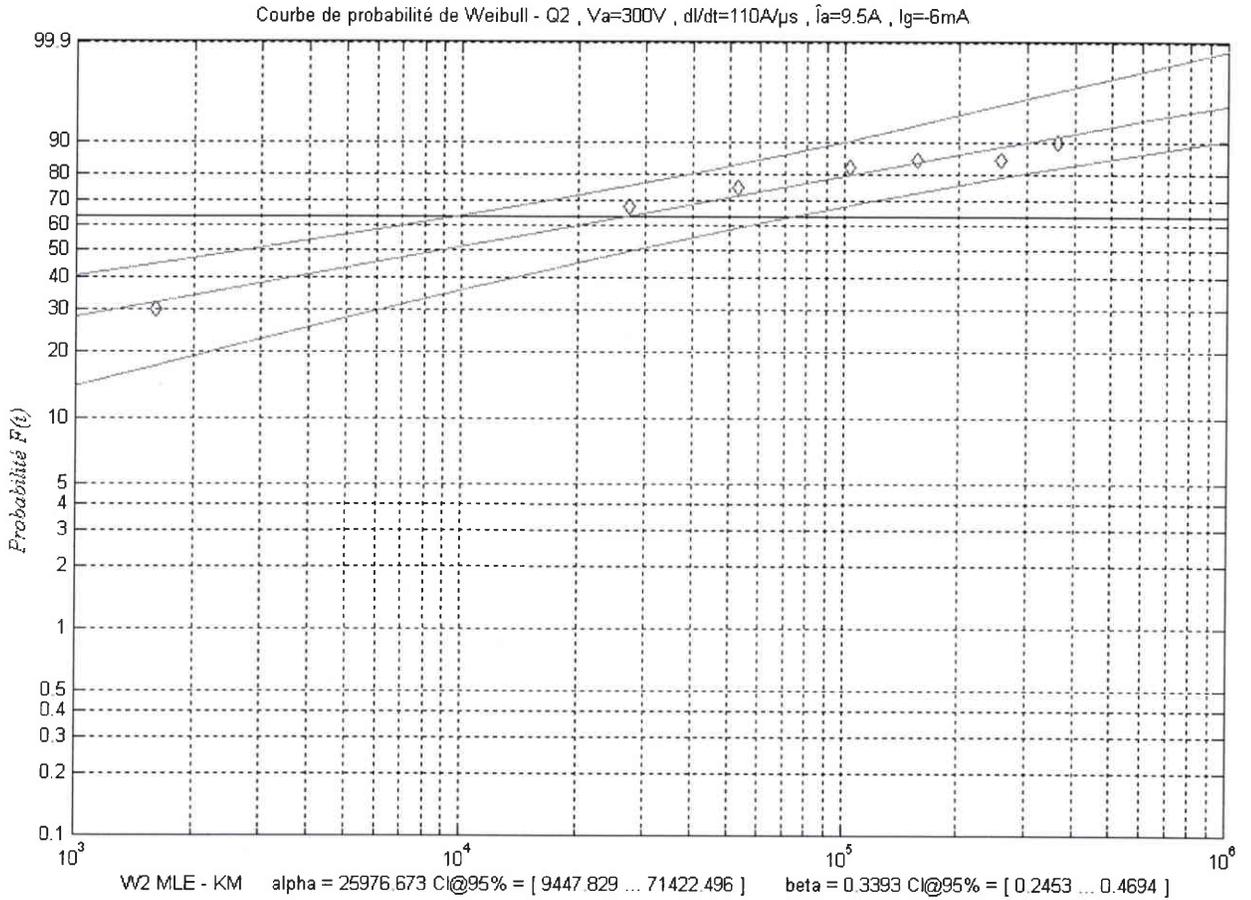


Fig. IV-6. Courbe de probabilité avec un niveau de contrainte de $110 A/\mu s$ dans Q2.

La MLE donne les estimations suivantes (arrondies aux valeurs significatives) :

$\alpha = 2,6 \cdot 10^4$ cycles avec comme intervalle de confiance sur le temps à 95 % $[9,4 \cdot 10^3 \dots 7 \cdot 10^4]$.

$\beta = 0,34$ avec comme intervalle de confiance à 95 % $[0,24 \dots 0,47]$.

Ce test de fiabilité montre qu'il est possible d'obtenir des résultats cohérents avec peu de temps de défaillance : il y a seulement 6 temps de défaillance, on ne tient pas compte de l'avant dernier point qui est un temps d'inspection pour lequel on a zéro dégradation.

Le paramètre de forme est inférieur à 1, ce qui montre que les TRIACs se sont dégradés en défauts de jeunesse dans le quadrant Q2. La courbe du taux de défaillance instantané est représentée sur la figure IV-7. Le taux de mortalité est élevé pendant les premiers amorçages par di/dt puis diminue rapidement.

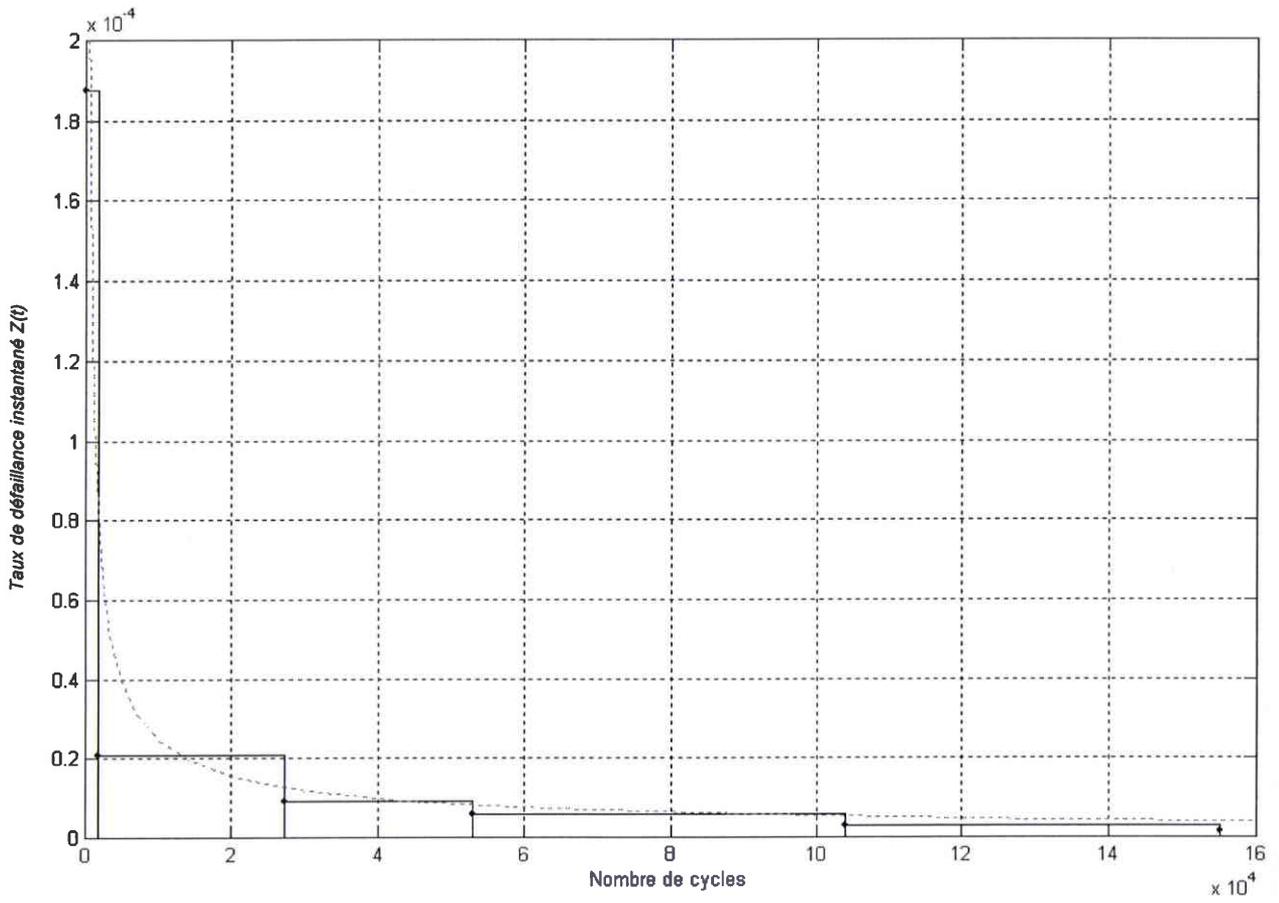


Fig. IV-7. Taux de défaillance instantané avec un niveau de contrainte de $110 A/\mu s$ dans Q2.

IV.1.1.8 Courbe de probabilité avec $V_A = 300 V$, $di/dt = 130 A/\mu s$ et $\hat{i} = 11 A$

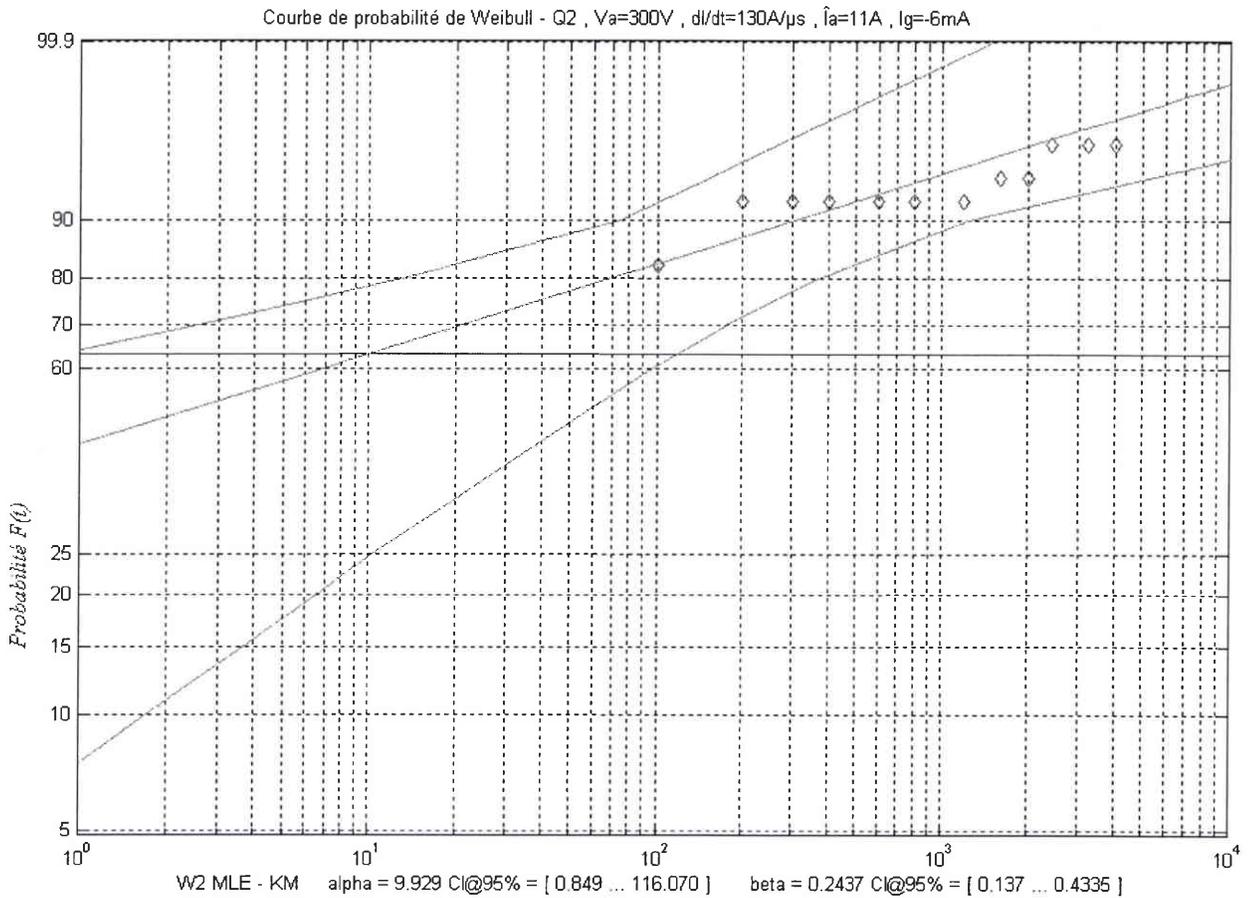


Fig. IV-8. Courbe de probabilité avec un niveau de contrainte de $130 A/\mu s$ dans Q2.

La MLE donne les estimations suivantes (arrondies aux valeurs significatives) :

$\alpha = 10$ cycles avec comme intervalle de confiance sur le temps à 95 % [1...116].

$\beta = 0,24$ avec comme intervalle de confiance à 95 % [0,14...0,43].

Il y a peu de points à cause de l'intervalle minimum entre deux temps d'inspection qui est de 100 cycles.

Il est remarquable de constater que la distribution de Weibull est capable de fournir des informations sur la dégradation des TRIACs avec seulement 4 temps de défaillance. La dégradation avec ce niveau de contrainte est très rapide (33 défaillances au bout des 100 premiers cycles !), et il est possible de dégrader des pièces en quelques chocs thermiques par di/dt.

Le paramètre de forme est inférieur à 1, ce qui montre que les TRIACs se sont dégradés en défauts de jeunesse dans le quadrant Q2. La courbe du taux de défaillance instantané est représentée sur la figure IV-9. Le taux de mortalité est très élevé pendant les premiers amorçages par di/dt puis diminue rapidement.

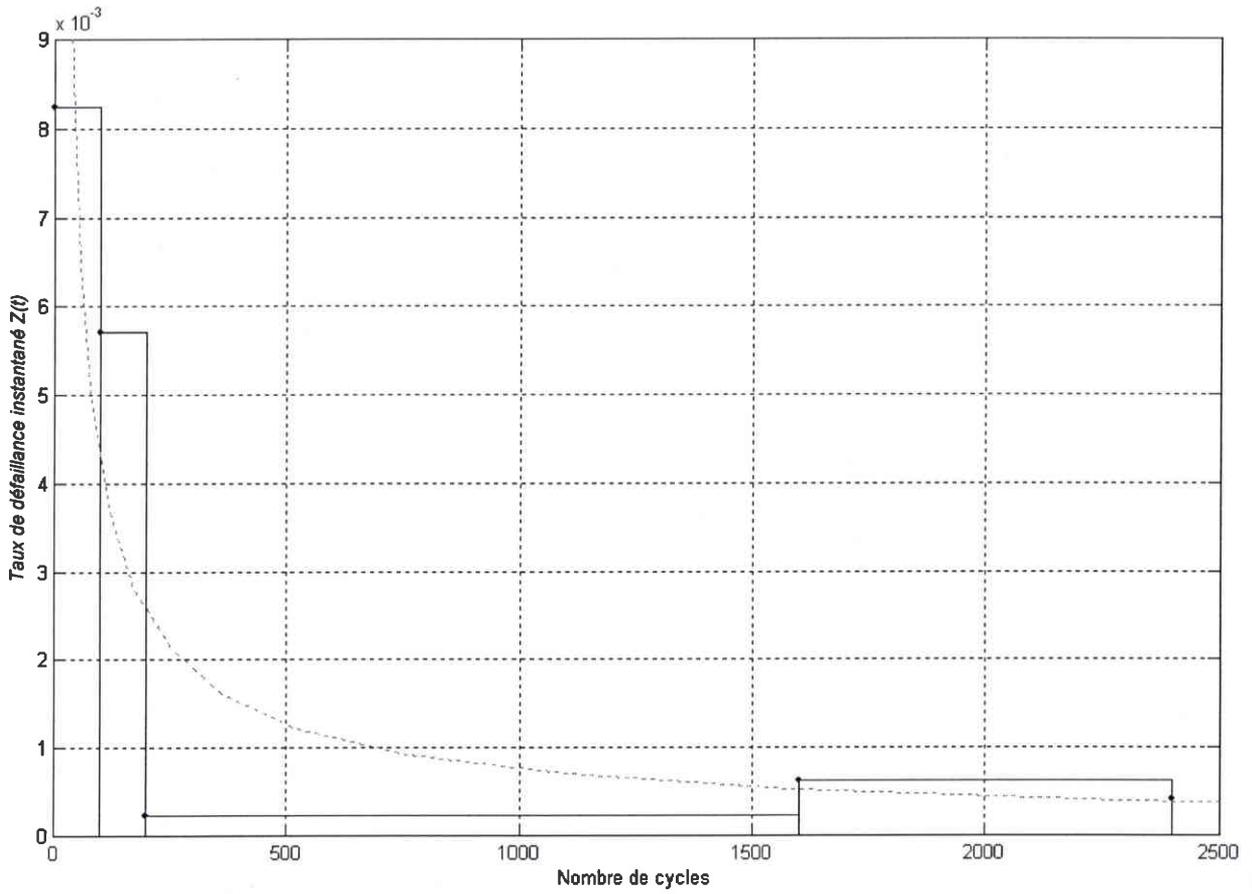


Fig. IV-9. Taux de défaillance instantané avec un niveau de contrainte de $130 A/\mu s$ dans Q2.

IV.1.1.9 Courbe de probabilité avec $V_A = 300 V$, $di/dt = 70 A/\mu s$ et $\hat{i} = 6 A$

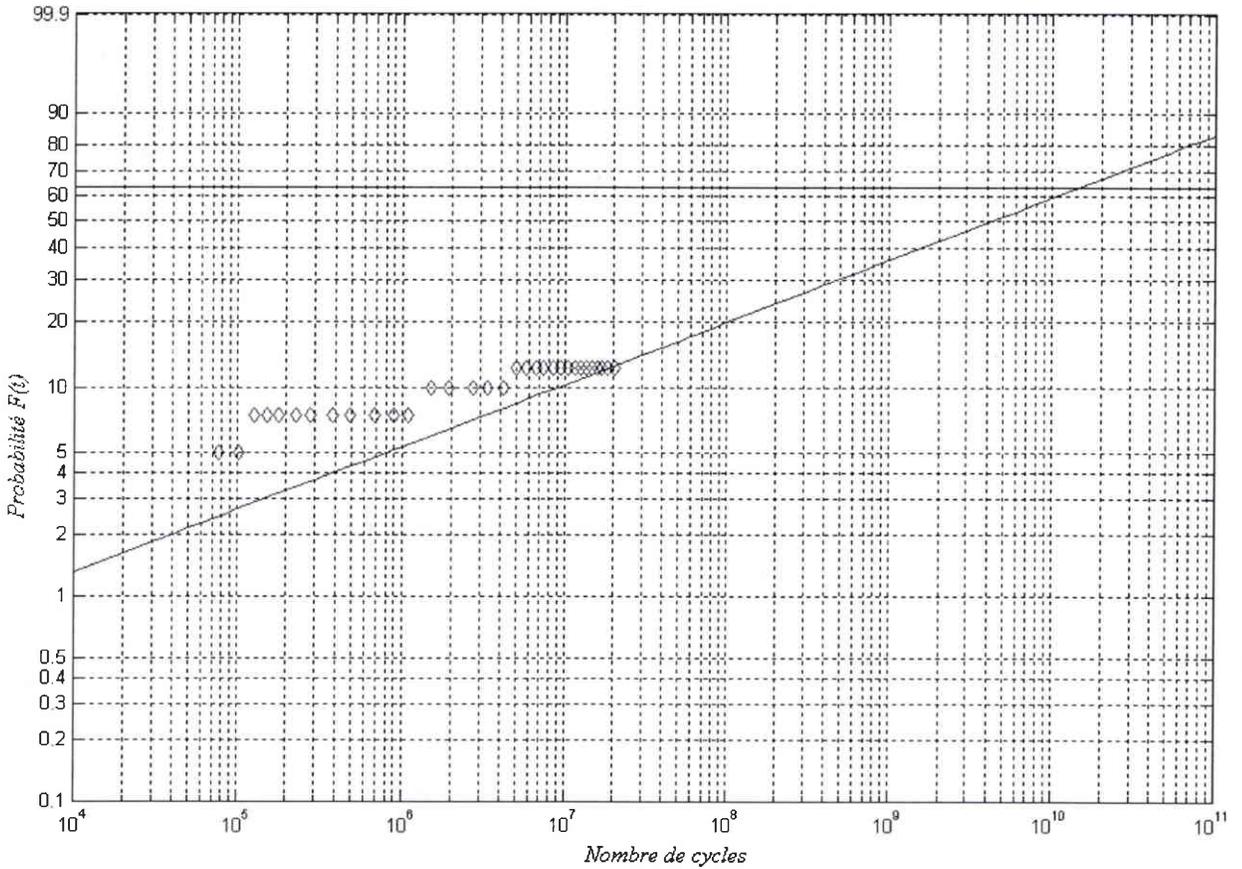


Fig. IV-10. Courbe de probabilité avec un niveau de contrainte de $70 A/\mu s$ dans Q2.

Nous avons laissé l'étude de ce test de fiabilité en dernier car il est particulier. Avec une contrainte de $70 A/\mu s$, les TRIACs de l'échantillon prennent beaucoup de temps pour se dégrader, au point qu'au bout de 20 millions de cycles seules 5 pièces présentent une défaillance. Le faible pourcentage de dégradation empêche l'utilisation d'une analyse Weibull classique à cause des incertitudes sur la position des points de l'extrémité inférieure de la distribution.

Il faut utiliser une analyse Weibayes. Elle permet, dans le cas où il n'y a aucune (zéro défaillance) ou peu de défaillances et que le paramètre de forme est connu, de déterminer une durée de vie de Weibull ainsi que la limite inférieure de l'intervalle de confiance.

A partir d'un β donné, une équation peut être dérivée de la méthode du maximum de vraisemblance pour déterminer α [NELS-85] :

$$\alpha = \left[\sum_{i=1}^N \frac{t_i^\beta}{r} \right]^{1/\beta} \tag{IV-7}$$

La sommation est effectuée sur la taille N de l'échantillon dans lequel on a observé r pièces défailtantes. Les temps t_i correspondent soit à des temps de défaillance (il y en a r), soit à des temps de censure (il y en a N-r). Dans le cas où un temps de défaillance n'est pas connu exactement, mais est compris dans un intervalle, une estimation raisonnable (compromis entre l'estimation pessimiste et optimiste) est obtenue en prenant le milieu de l'intervalle.

Les tests de fiabilité précédents ont donné un paramètre de forme que l'on peut estimer à $\beta = 0,3$. Avec un $di/dt = 70 \text{ A}/\mu\text{s}$, nous avons réussi à dégrader $r = 5$ TRIACs. L'application de l'équation IV-7 donne une estimation raisonnable $\alpha = 1,4 \cdot 10^{10}$ cycles avec une limite inférieure à 95 % de $1,2 \cdot 10^9$ cycles.

Pour un œil non exercé, la droite obtenue avec ces paramètres donne l'impression d'un très mauvais ajustement des points (figure IV-10). Il ne faut pas oublier que les points d'une distribution de Weibull présentent toujours une grande dispersion en extrémité inférieure. L'estimation des paramètres par maximum de vraisemblance tient compte de ce phénomène, alors que ce n'est pas le cas d'une régression linéaire par moindres carrés. Pour comparaison, une régression linéaire des points sur-estime la durée de vie caractéristique ($\alpha = 4,7 \cdot 10^{12}$ cycles) et sous-estime le paramètre de forme ($\beta = 0,15$).

Le taux de défaillance instantané est représenté sur la figure IV-11.

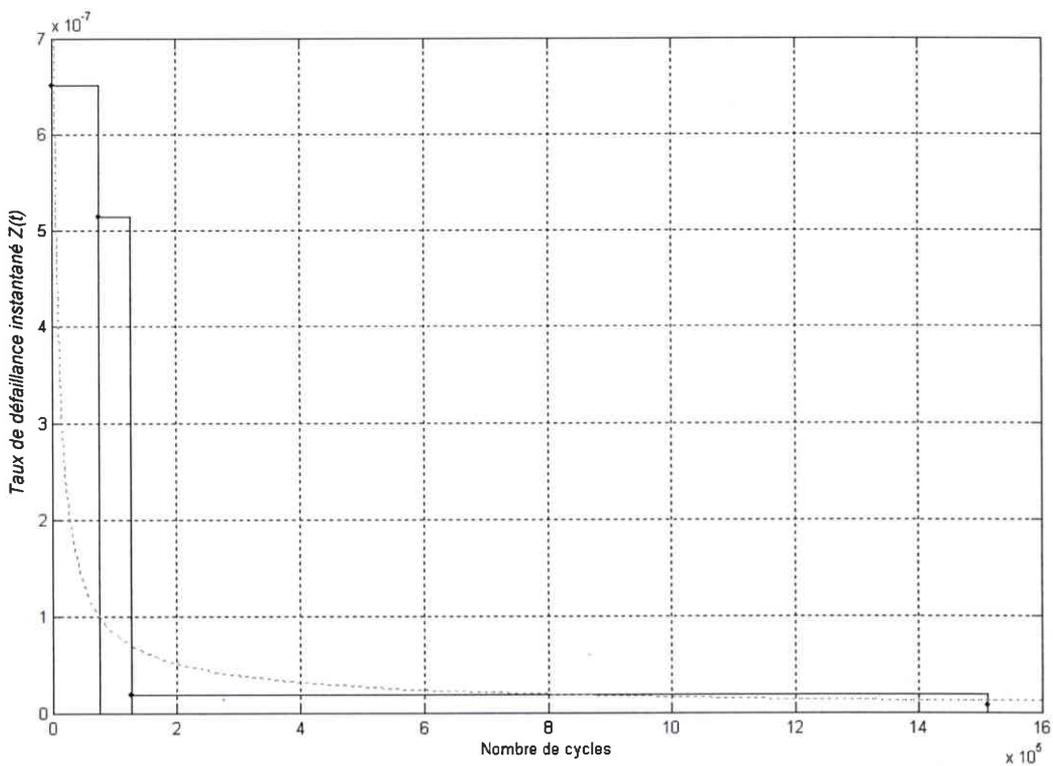


Fig. IV-11. Taux de défaillance instantané avec un niveau de contrainte de $70 \text{ A}/\mu\text{s}$ dans Q2.

IV.1.1.10 Mécanisme de dégradation et distribution de Weibull

La raison pour laquelle une distribution statistique suit une loi de Weibull est le mécanisme de dégradation. La connaissance de ce mécanisme est extrêmement importante car il sélectionne le type de distribution (loi normale, lognormale ou Weibull) que la dégradation va suivre. L'analyse statistique doit toujours être considérée comme un complément au mécanisme, et non une substitution.

La distribution de Weibull provient du modèle du "maillon le plus faible de la chaîne". Il s'applique dans les situations où il y a compétition entre plusieurs défauts et que la défaillance est due au défaut le plus fragile. Il s'applique aussi aux systèmes où la détérioration est plutôt linéaire qu'accélérée en fonction du temps [ABER-94]. Lorsque la détérioration s'accélère avec le temps, à cause de la multiplication des contraintes, la distribution lognormale est appropriée. Un mécanisme où la dégradation apparaît sous l'effet d'une seule contrainte suit toujours une loi de Weibull, c'est la multiplication des contraintes qui donne une loi lognormale. Cette propriété est connue sous le nom du "théorème de la limite centrale".

La propagation d'une fissure jusqu'à la rupture est un cas intéressant. Si la région où se propage la fissure est soumise à de fortes contraintes, la propagation de la fissure (donc la dégradation) s'accélère avec le temps et la distribution est une loi lognormale. Si la fissure se propage dans une région de faibles contraintes, la croissance (dégradation) est linéaire avec le temps et la distribution est une loi de Weibull.

Le mécanisme de dégradation que l'on a décrit dans le chapitre 3 donne une distribution de Weibull car :

- Il y a compétition entre plusieurs défauts au niveau de la zone primaire de fermeture, mais le temps de défaillance est déterminé par la fissure qui se propage le plus rapidement.
- Cette fissure doit certainement se propager avec une accélération faible, ce qui fait que la dégradation est proportionnelle au temps.
- La fissure se propage sous l'effet de la seule contrainte mécanique : les forces de tensions qui ouvrent la fissure. Les contraintes thermiques et électriques ont un effet négligeable car la fissure est en dehors de la région du point chaud et en dehors des ZCE des jonctions fortement polarisées en inverse. Une contrainte chimique, comme une éventuelle contamination, est également improbable car la fissure se forme et se propage dans le volume et non à partir de la surface.

IV.1.2 Tests accélérés

IV.1.2.1 Vérification de la possibilité d'accélération

La figure IV-12 représente l'effet de la contrainte en di/dt sur la durée de vie de Weibull et sur le paramètre de forme. L'augmentation de la contrainte entraîne une diminution de la durée de vie à 63,2 %. Le fait que le paramètre de forme soit constant ($\beta = 0,3$) montre que le mécanisme de dégradation ne change pas avec le niveau de la contrainte appliquée. Cette condition est primordiale dans le cas d'un test accéléré. Un facteur d'accélération, que l'on appelle $\eta(di/dt)$, accélère les défauts de jeunesse des TRIACs.

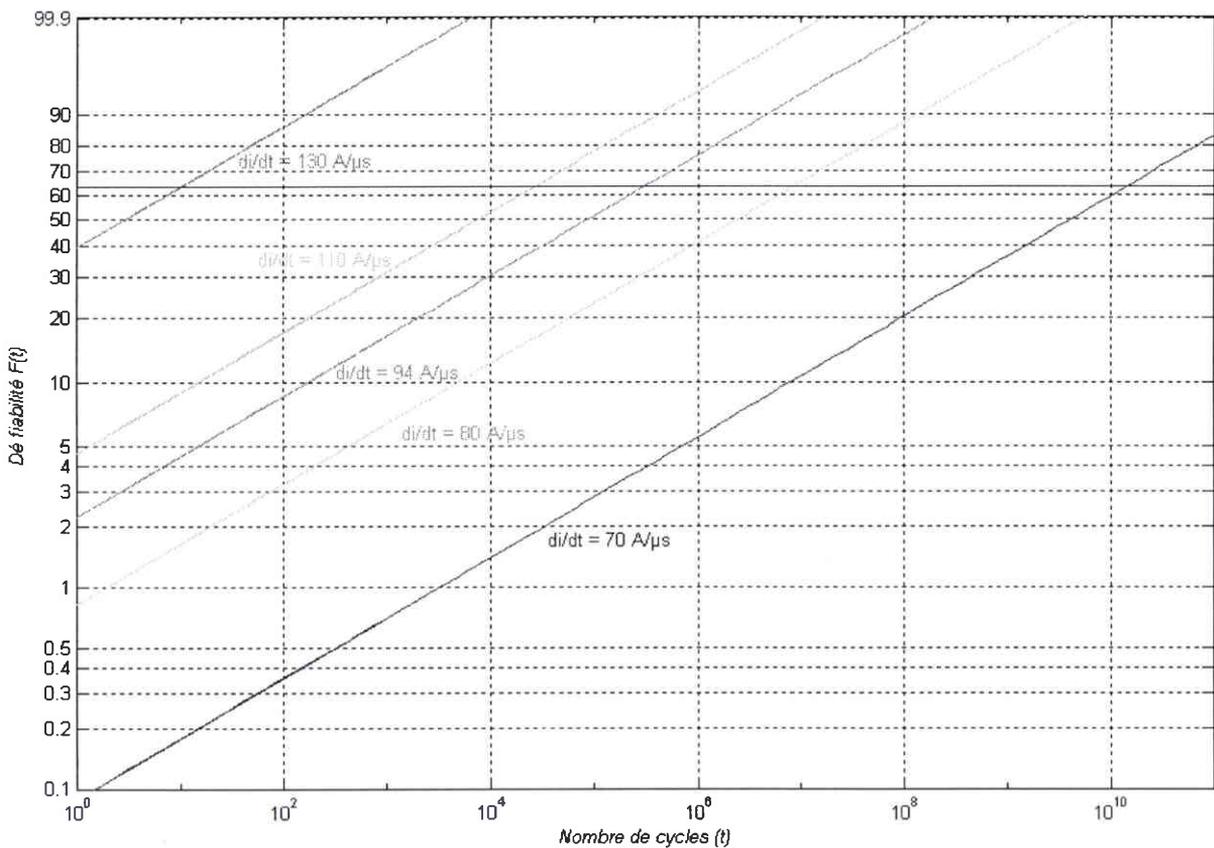


Fig. IV-12. Effet de la contrainte di/dt sur la durée de vie et sur le paramètre de forme.

La figure IV-13 montre l'influence de la contrainte di/dt sur le taux de défaillance instantané. Le taux est multiplié par le facteur d'accélération η . On a pour deux contraintes di/dt différentes :

$$\frac{Z(di/dt_2)}{Z(di/dt_1)} = \frac{\eta(di/dt_2)}{\eta(di/dt_1)} \quad (IV-8)$$

Comme le facteur d'accélération ne fait que multiplier le taux de défaillance instantané, il est important de remarquer que le temps t_B de la courbe en baignoire (figure IV-1) ne change pas avec l'accélération. Ceci est évidemment aussi vrai pour le temps t_w . Un test accéléré ne réduit pas la durée de la vie utile, mais augmente le taux de mortalité [KUO-98].

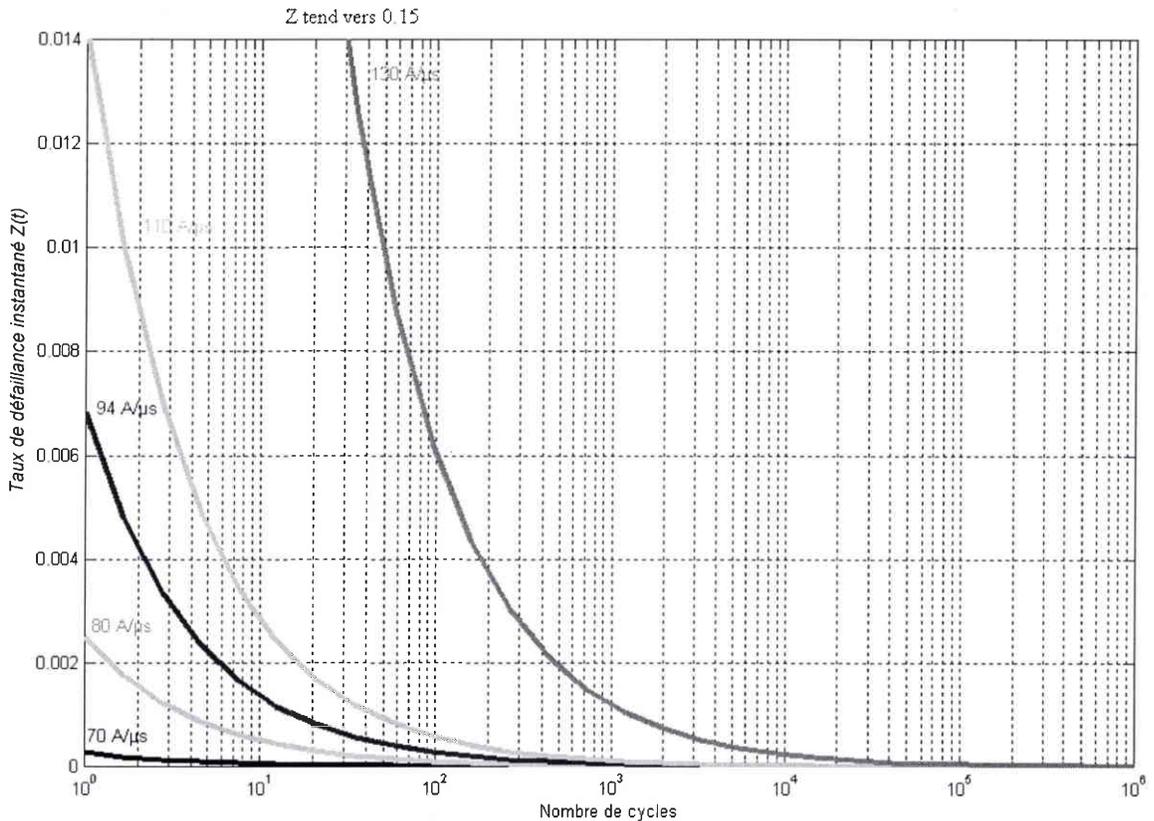


Fig. IV-13. Effet de la contrainte di/dt sur le taux de défaillance instantané.

IV.1.2.2 Loi d'accélération

Nous devons utiliser un modèle qui soit capable de représenter les durées de vie caractéristiques en fonction des niveaux de la contrainte. Cette loi permet de déterminer les durées de vie pour des intensités nominales de la contrainte par extrapolation. Il existe cinq lois d'accélération (annexe C.4) :

- La loi d'Arrhenius : une seule contrainte thermique (température absolue);
- La loi d'Eyring : une loi plus générale que la loi d'Arrhenius;
- La loi de puissance inverse (IPL) : une seule contrainte non thermique;
- La loi de température-humidité : une contrainte thermique et une contrainte chimique;
- La loi de température-non thermique (T-NT) : une contrainte thermique et une contrainte non thermique.

La loi peut être déterminée de manière empirique par vérification de l'alignement des points sur des papiers spéciaux "durée de vie-contrainte", ou de manière théorique à partir de la connaissance du mécanisme de dégradation.

Le mécanisme de dégradation que nous avons étudié dans le chapitre 3 a permis d'obtenir une équation donnant le nombre de cycles avant rupture (ou fracture) de la fissure principale :

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T} \right)^n \quad (\text{IV-9})$$

Cette loi d'extrapolation a été utilisée dans les travaux de Somos [SOMO-86] [SOMO-93] mais de manière empirique. Nous en donnons ici une interprétation basée sur le mécanisme de dégradation du silicium due à la propagation sub-critique de fissures sous des contraintes mécaniques de tension.

Elle se présente sous la forme plus générale d'une loi de puissance inverse (IPL pour "Inverse Power Law") :

$$L(v) = \frac{1}{C \cdot v^m} \quad (\text{IV-10})$$

C et m sont des constantes à évaluer;

L est une durée de vie quantifiable;

v est le niveau de la contrainte qui est non thermique.

Dans notre cas, v correspond à la contrainte mécanique σ , que l'on peut indifféremment remplacer par l'écart de température ΔT , voire directement par le di/dt appliqué. Le rapport de proportionnalité entre les différentes grandeurs permet ce genre de commodité. Nous représentons par la suite les durées de vie caractéristiques en fonction de la contrainte di/dt, ce qui est plus parlant en électronique de puissance qu'une représentation en fonction du ΔT ou de σ .

IV.1.2.3 Représentation graphique

La représentation graphique en double logarithme permet de donner une forme linéaire à l'équation IV-10 :

$$\log(L) = -\log C - m \cdot \log(v) \quad (\text{IV-11})$$

IV.1.2.4 Estimation des paramètres de la loi d'accélération

Les paramètres de la loi d'accélération C et m sont déterminés par la méthode du maximum de vraisemblance.

La combinaison de la distribution de Weibull de l'équation IV-2 avec la loi d'extrapolation de l'équation IV-10 donne la loi d'accélération de puissance inverse de Weibull (ou IPL-W pour "Inverse Power Law Weibull") :

$$F(C, m, \beta, t) = 1 - \exp\left(-\left(t \cdot C \cdot v^m\right)^\beta\right) \quad (IV-12)$$

Il s'agit de trouver les valeurs de C, m et β qui maximisent la vraisemblance d'obtenir les données observées. Cette méthode permet notamment d'obtenir des intervalles de confiance rigoureux sur les paramètres.

IV.1.2.5 Application de la loi d'accélération aux TRIACs Z0103MA

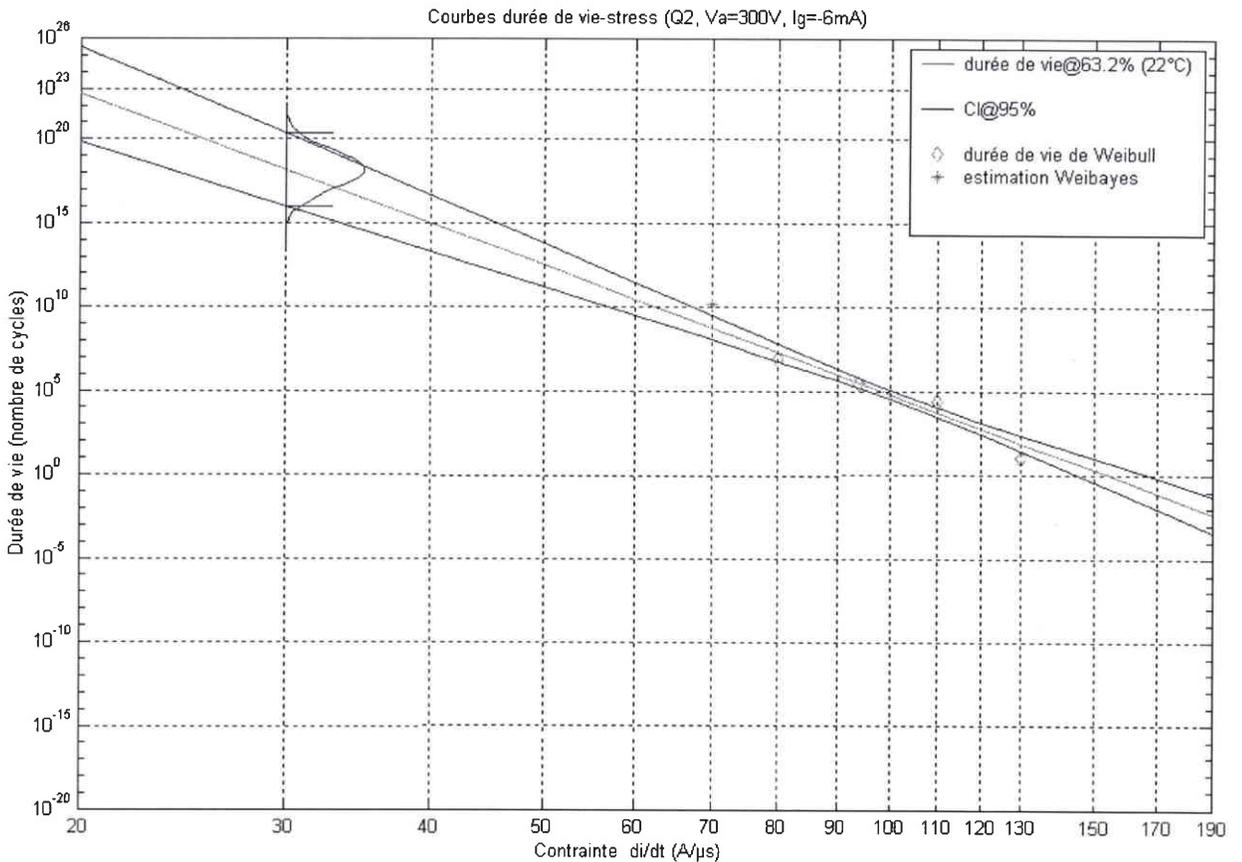


Fig. IV-14. Courbes durée de vie-contrainte des TRIACs à une température de boîtier de 22°C.

Nous avons représenté sur la figure IV-14 les durées de vie de Weibull (les losanges) et la durée de vie obtenue par estimation Weibayes (une étoile) en fonction de la contrainte di/dt. La droite passant entre les points est définie par l'équation suivante :

$$N_r = \left(\frac{A}{di/dt}\right)^Y \quad (IV-13)$$

La MLE donne les estimations suivantes :

$\beta = 0,3$ avec comme intervalle de confiance à 95 % [0,25...0,36].

$A = 154$ avec comme intervalle de confiance à 95 % [144...165].

$Y = 25,5$ avec comme intervalle de confiance à 95 % [21,6...29,5].

Les limites de l'intervalle de confiance à 95 % sont représentées de part et d'autre de la droite.

La durée de vie à 63,2 % des TRIACs Z0103MA à une température de boîtier de 22°C est de 10^{23} cycles pour un di/dt nominal de 20 A/ μ s. L'intervalle de confiance à 95 % sur la durée de vie est [10^{20} ... 10^{26}] cycles.

(espace laissé intentionnellement vide par cause de confidentialité des résultats à 1 ppm)

IV.1.2.6 Extension de la loi d'accélération

Nous pouvons étendre la loi d'accélération pour tenir compte de la température du boîtier T_c . D'une manière plus générale, nous avons :

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T} \right)^n \cdot \exp \left[\frac{Q}{k_B} \cdot \left(\frac{1}{T_c} - \frac{1}{297} \right) \right] \quad (\text{IV-14})$$

que l'on peut mettre sous la forme plus commode de l'équation IV-15.

$$N_f = \left(\frac{A}{di/dt} \right)^Y \cdot \exp \left[\frac{Q}{k_B} \cdot \left(\frac{1}{T_c} - \frac{1}{297} \right) \right] \quad (IV-15)$$

A partir des paramètres A et Y déterminés à 22°C, nous pouvons prévoir l'effet de l'activation thermique sur la durée de vie des TRIACs. La figure IV-15 représente la durée de vie à 63,2 % en fonction de la contrainte non thermique (mécanique) di/dt et de la contrainte thermique T_c. L'augmentation de la température du boîtier entraîne une translation des courbes vers des durées de vie inférieures.

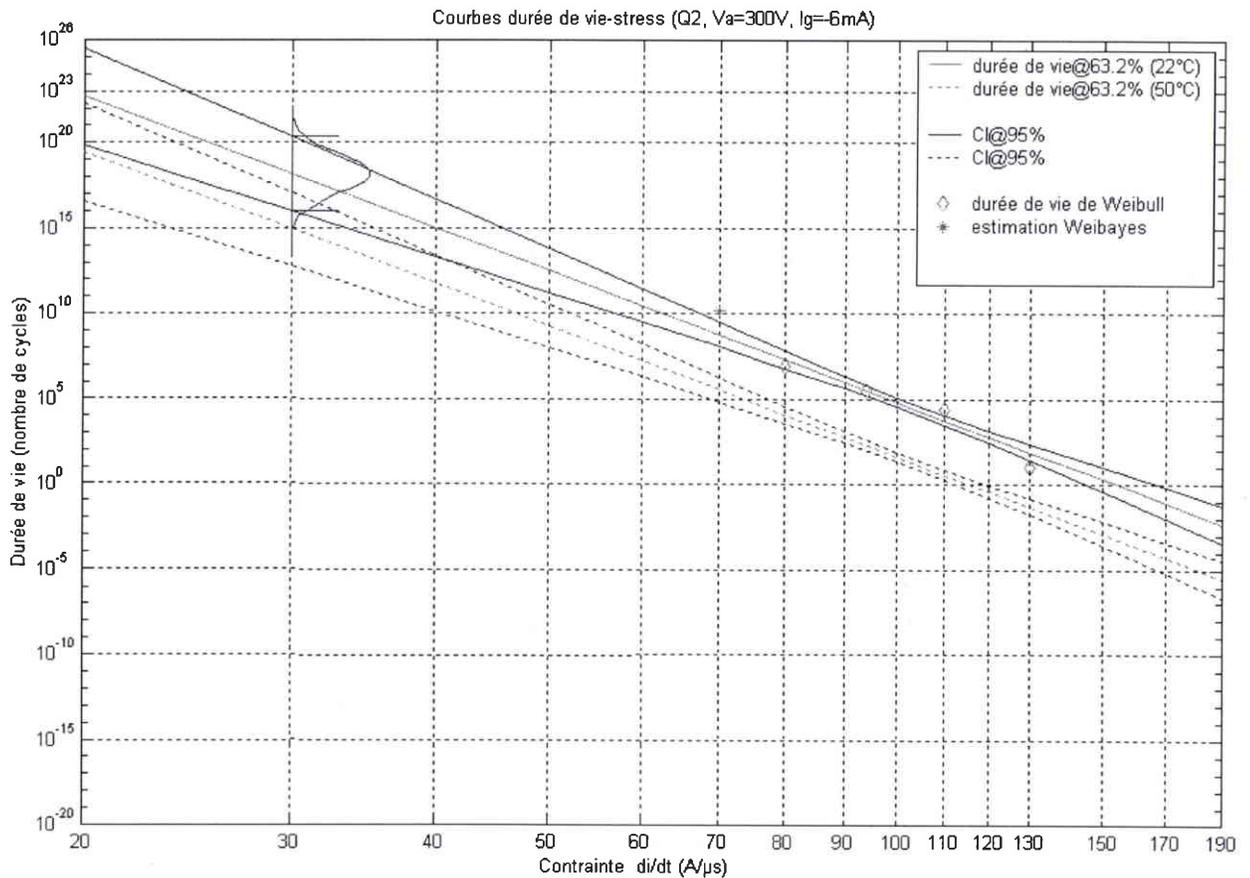


Fig. IV-15. Courbes durée de vie-contrainte des TRIACs à une température de boîtier de 50°C.

La durée de vie à 63,2 % des TRIACs à une température de boîtier de 50°C est de 10²⁰ cycles (contre 10²³ à 22°C) pour un di/dt de 20 A/μs.

Nous n'avons pas vérifié la validité de l'extrapolation en température par des tests de fiabilité (à 50°C par exemple), c'est pourquoi il faut prendre ces résultats avec prudence.

IV.2 Fiabilité des TRIACs dans le quadrant Q3

IV.2.1 Analyse de survie

L'échantillon est constitué de 40 TRIACs issus de la même semaine de fabrication. Tous les TRIACs sont soumis au même niveau de contrainte en di/dt uniquement dans le quadrant Q3. A des intervalles de temps réguliers, une inspection des caractéristiques électriques des 40 TRIACs est effectuée pour déceler les pièces défectueuses. Comme précisé dans le chapitre 2, les TRIACs Z0103 se dégradent dans le quadrant Q3 spontanément en courant de fuite inverse, voire en court-circuit en inverse, et en courant de fuite direct. Aucune variation progressive des courants de fuite n'est observée.

IV.2.1.1 Différentes distributions de Weibull

La complexité de certains mécanismes de dégradation fait qu'ils ne peuvent pas se caractériser statistiquement par une distribution de Weibull à deux paramètres. Il est nécessaire d'introduire des paramètres supplémentaires afin de pouvoir ajuster correctement les points de la représentation graphique. La figure IV-16 montre les différentes distributions de Weibull obtenues en fonction du nombre de paramètres.

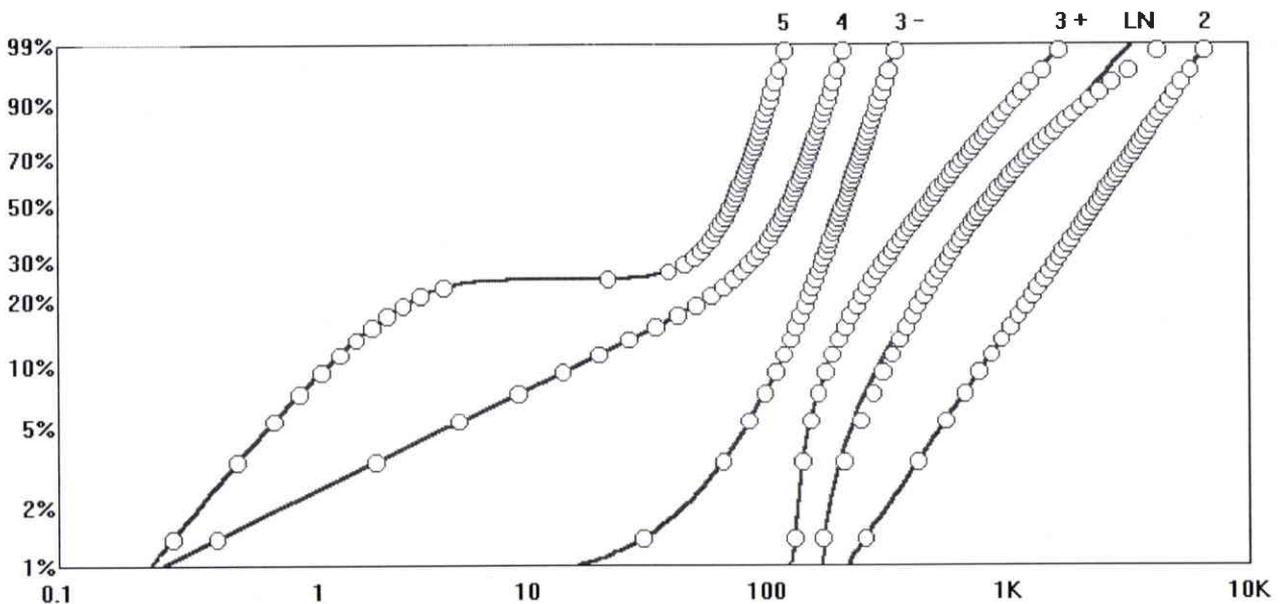


Fig. IV-16. Comparaison des distributions de Weibull.

- La distribution de Weibull à trois paramètres ajoute à la durée de vie caractéristique et au paramètre de forme un paramètre de décalage sur le temps qui peut être positif (3+) ou négatif (3-). Les courbes présentent une concavité.

- La distribution de Weibull à quatre paramètres (deux durées de vie caractéristiques et deux paramètres de forme) apparaît quand une population présente deux modes de défaillance. Les points s'alignent selon une première droite puis changent vers une seconde droite.
- La distribution de Weibull à cinq paramètres (deux durées de vie caractéristiques, deux paramètres de forme et un facteur de proportion) apparaît quand il y a un mélange de deux sous-populations. Les points peuvent présenter un plateau ou une bosse.

IV.2.1.2 Distribution de Weibull à 5 paramètres

Une distribution de Weibull à 5 paramètres est utilisée quand l'échantillon sous test est une combinaison de deux sous-populations, chacune ayant son propre mécanisme de dégradation. La fonction de répartition s'écrit alors :

$$F(t) = 1 - p \cdot \exp\left(-\left(\frac{t}{h}\right)^b\right) - (1-p) \cdot \exp\left(-\left(\frac{t}{\eta}\right)^\beta\right) \quad (\text{IV-16})$$

t est le temps de défaillance;

p est un facteur de proportion des deux sous-populations;

h est la durée de vie de Weibull de la première sous-population;

b est le facteur de forme de la première sous-population;

η est la durée de vie de Weibull de la deuxième sous-population;

β est le facteur de forme de la deuxième sous-population.

Cette distribution est une combinaison compétitive de deux lois de Weibull. La représentation graphique de cette distribution est telle que les points sont d'abord sur une droite, suivie d'un décalage vers une seconde droite. Le décalage apparaît souvent sous la forme d'un plateau ou d'une bosse.

L'estimation des paramètres de cette distribution de Weibull est délicate. La figure IV-17 montre une méthode graphique d'estimation des 5 paramètres. Le facteur de proportion p est obtenu approximativement à partir de la position sur l'axe des ordonnées du plateau ($p = 0,3$). La durée de vie caractéristique h est obtenue à partir de la position sur l'axe des abscisses de la première droite, juste avant le coude et le plateau ($h = 10^5$). La pente de cette droite donne le paramètre de forme b ($b = 3$). La pente de la seconde droite donne le paramètre de forme β ($\beta = 0,5$). L'intersection de cette droite avec le niveau à 63,2 % permet d'obtenir la durée de vie caractéristique η ($\eta = 10^8$).

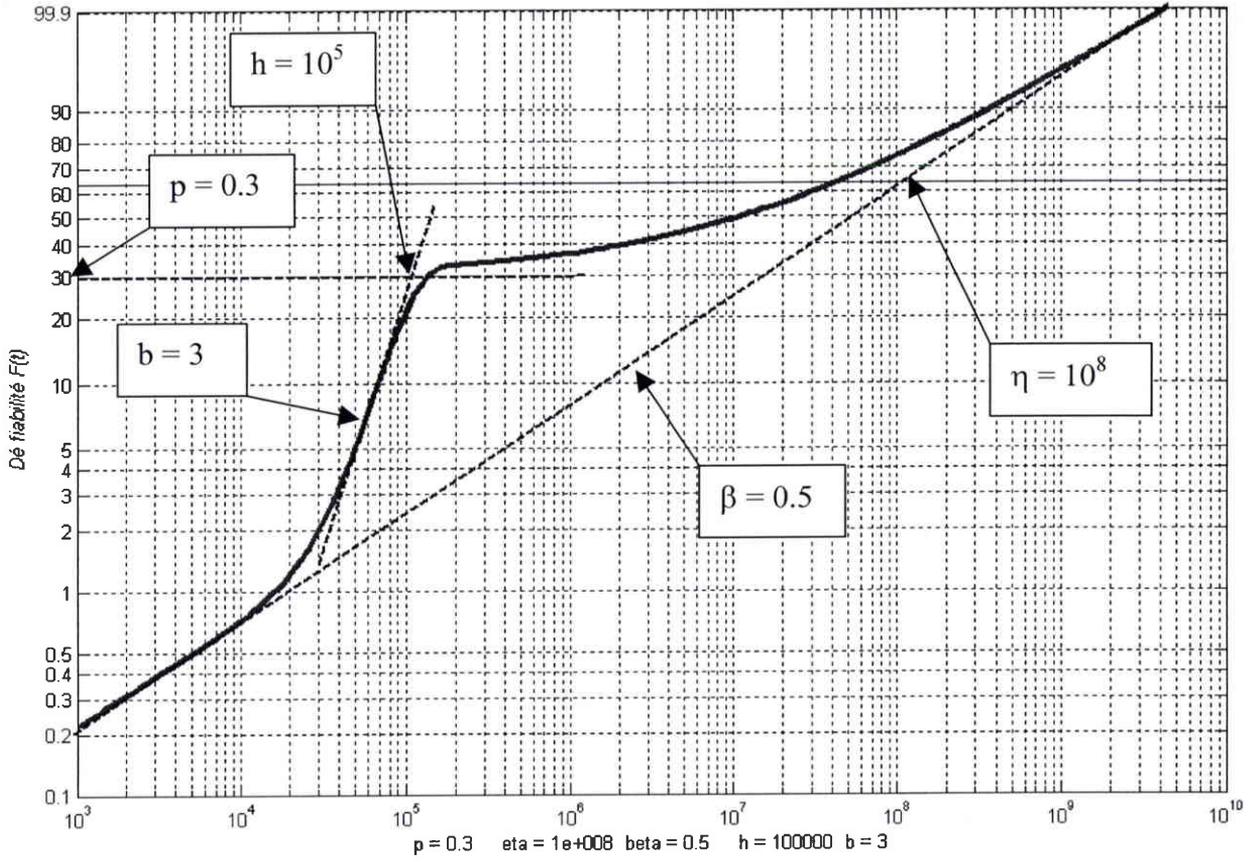


Fig. IV-17. Distribution de Weibull à 5 paramètres.

IV.2.1.3 Courbe de probabilité avec $V_A = -300 V$ et $di/dt = -320 A/\mu s$

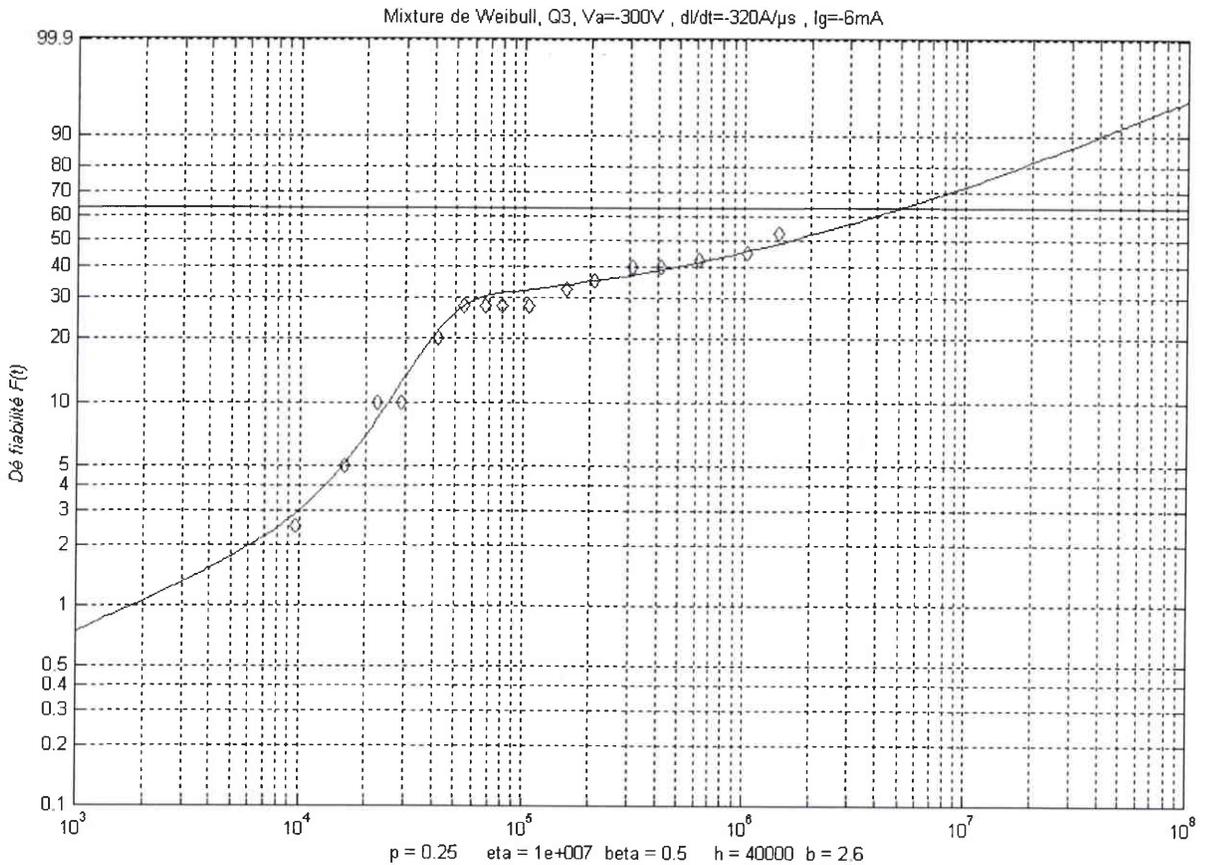


Fig. IV-18. Courbe de probabilité pour une contrainte de $-320 A/\mu s$ dans Q3.

Il est impossible d'interpoler les points de la figure IV-18 avec une distribution de Weibull à deux paramètres. Une distribution de Weibull à trois paramètres permet d'obtenir de meilleurs résultats, mais les premiers points sont pauvrement ajustés (trop grande dispersion). De plus, il n'existe pas de plateau avec une Weibull à trois paramètres. La distribution à quatre paramètres, quant à elle, est totalement inadaptée dans ce cas. En fait, seule une distribution à cinq paramètres donne un ajustement consistant des points.

L'estimation graphique des paramètres donne les valeurs suivantes :

Un plateau est situé à $p = 0,25$. La pente de la première droite est $b = 2,6$. La position du coude est $h = 4 \cdot 10^4$ cycles.

La pente de la seconde droite a été estimée à $\beta = 0,5$. Cette droite coupe le niveau à 63,2% pour $\eta = 10^7$ cycles.

La première sous-population est constituée de 25 % des TRIACs de l'échantillon, soit 10 TRIACs, qui se sont dégradés par usure ($b > 1$).

La deuxième sous-population est constituée de 75 % des TRIACs de l'échantillon, soit 30 TRIACs, qui se dégradent par mortalité infantile ($\beta < 1$).

IV.2.1.4 Courbe de probabilité avec $V_A = -300 V$ et $di/dt = -360 A/\mu s$

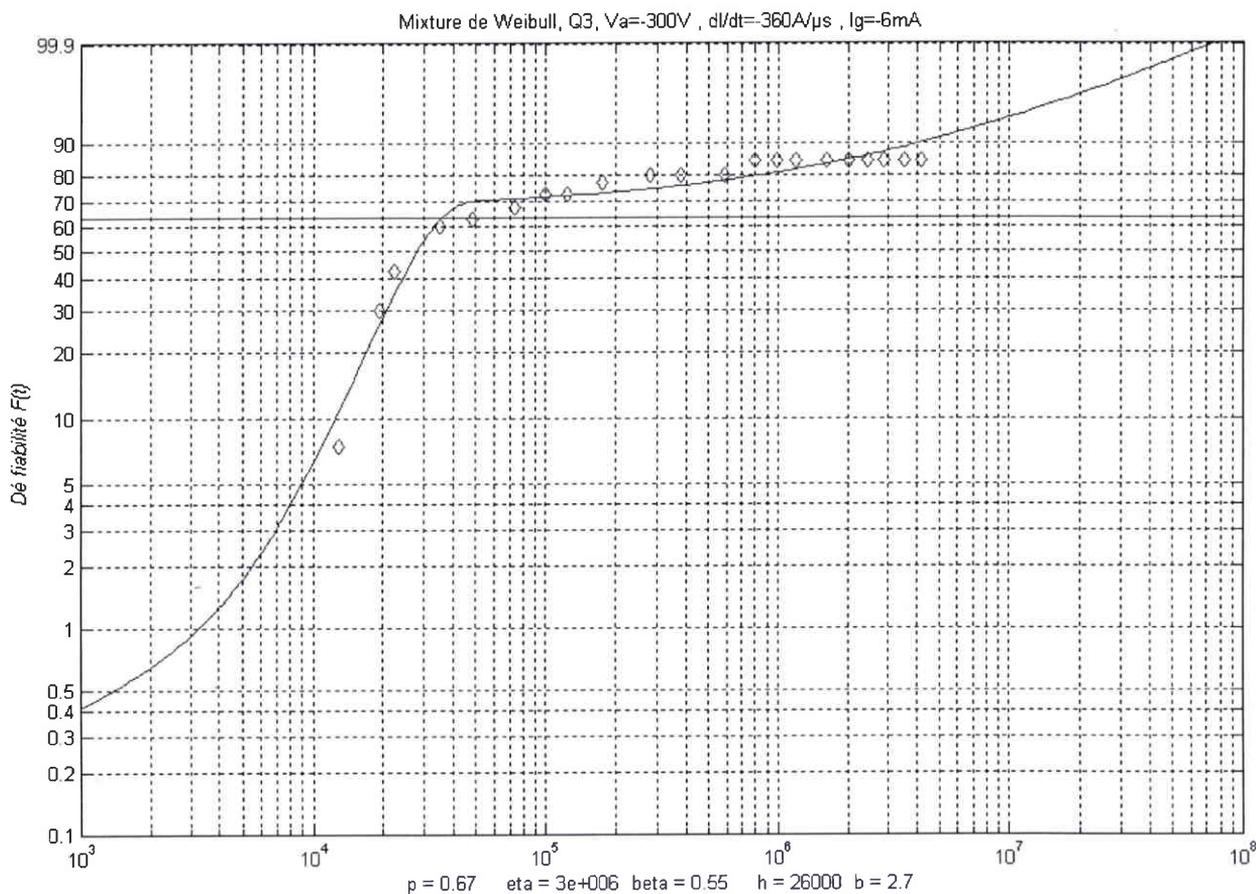


Fig. IV-19. Courbe de probabilité pour une contrainte de $-360 A/\mu s$ dans Q3.

L'estimation graphique des paramètres donne les valeurs suivantes :

Un plateau est approximativement situé à $p = 0,67$. La pente de la première droite est $b=2,7$. La position du coude est $h = 2,6 \cdot 10^4$ cycles.

La pente de la seconde droite a été estimée à $\beta = 0,55$. Cette droite coupe le niveau à 63,2% pour $\eta = 3 \cdot 10^6$ cycles.

La première sous-population est constituée de 67 % des TRIACs de l'échantillon, soit 27 TRIACs, qui se sont dégradés par usure ($b > 1$).

La deuxième sous-population est constituée de 33 % des TRIACs de l'échantillon, soit 13 TRIACs, qui se dégradent par mortalité infantile ($\beta < 1$).

IV.2.1.5 Courbe de probabilité avec $V_A = -300 V$ et $di/dt = -410 A/\mu s$

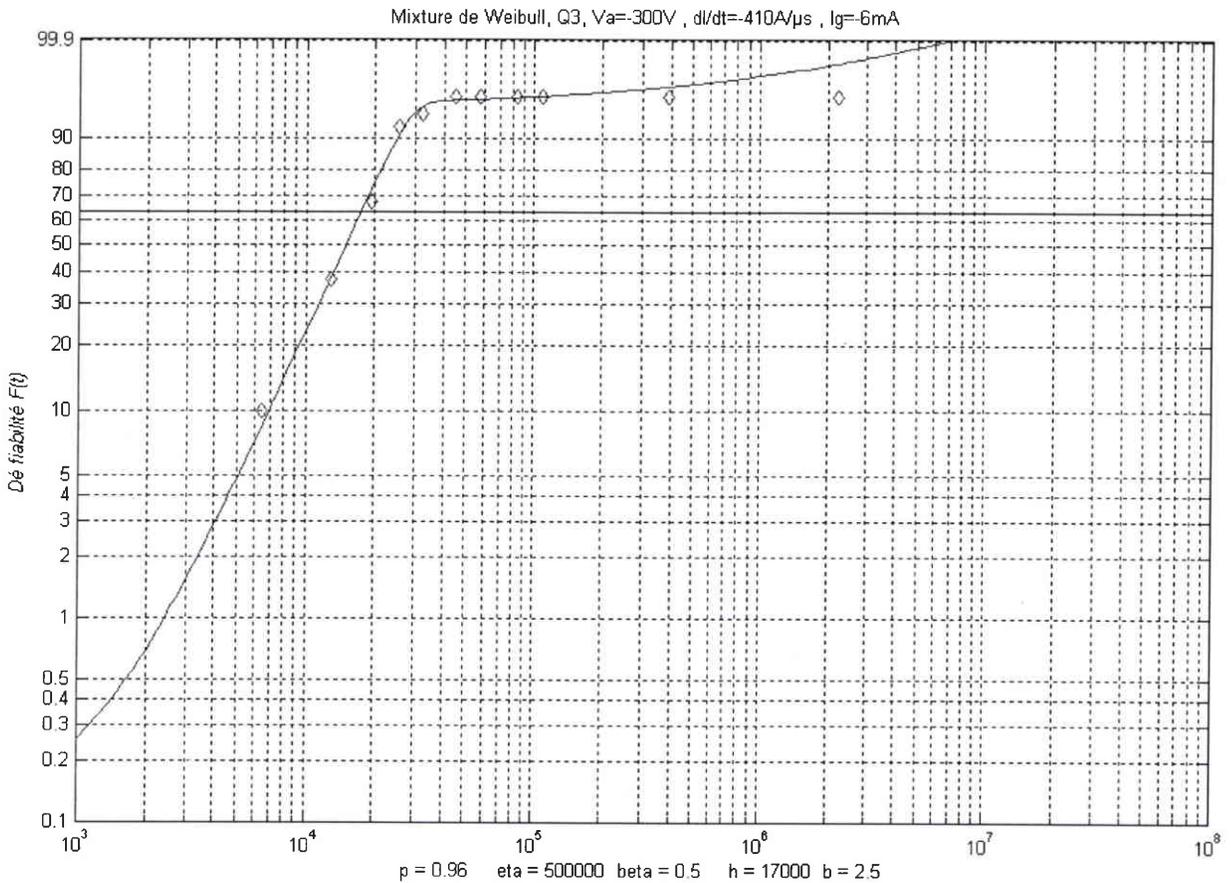


Fig. IV-20. Courbe de probabilité pour une contrainte de $-410 A/\mu s$ dans Q3.

L'estimation graphique des paramètres donne les valeurs suivantes :

Un plateau est situé à $p = 0,96$. La pente de la première droite est $b = 2,5$. La position du coude est $h = 17000$ cycles.

Il est difficile d'estimer correctement les paramètres β et η de la deuxième distribution de Weibull étant donné que 39 pièces sur 40 se dégradent avec le premier mode. D'autant plus que le temps de défaillance du dernier survivant de l'échantillon ne peut pas être représenté graphiquement (100 % de dégradation). Néanmoins, nous avons essayé de donner des estimations cohérentes. Ainsi, la pente de la seconde droite a été fixée à $\beta = 0,5$. Cette droite coupe le niveau à 63,2% pour $\eta = 5 \cdot 10^5$ cycles.

La première sous-population est constituée de 96 % des TRIACs de l'échantillon, soit 39 TRIACs, qui se sont dégradés par usure ($b > 1$).

La deuxième sous-population est constituée de 4 % des TRIACs de l'échantillon, soit 1 TRIAC, qui s'est dégradé par mortalité infantile ($\beta < 1$).

IV.2.1.6 Courbe de probabilité avec $V_A = -300\text{ V}$ et $di/dt = -270\text{ A}/\mu\text{s}$

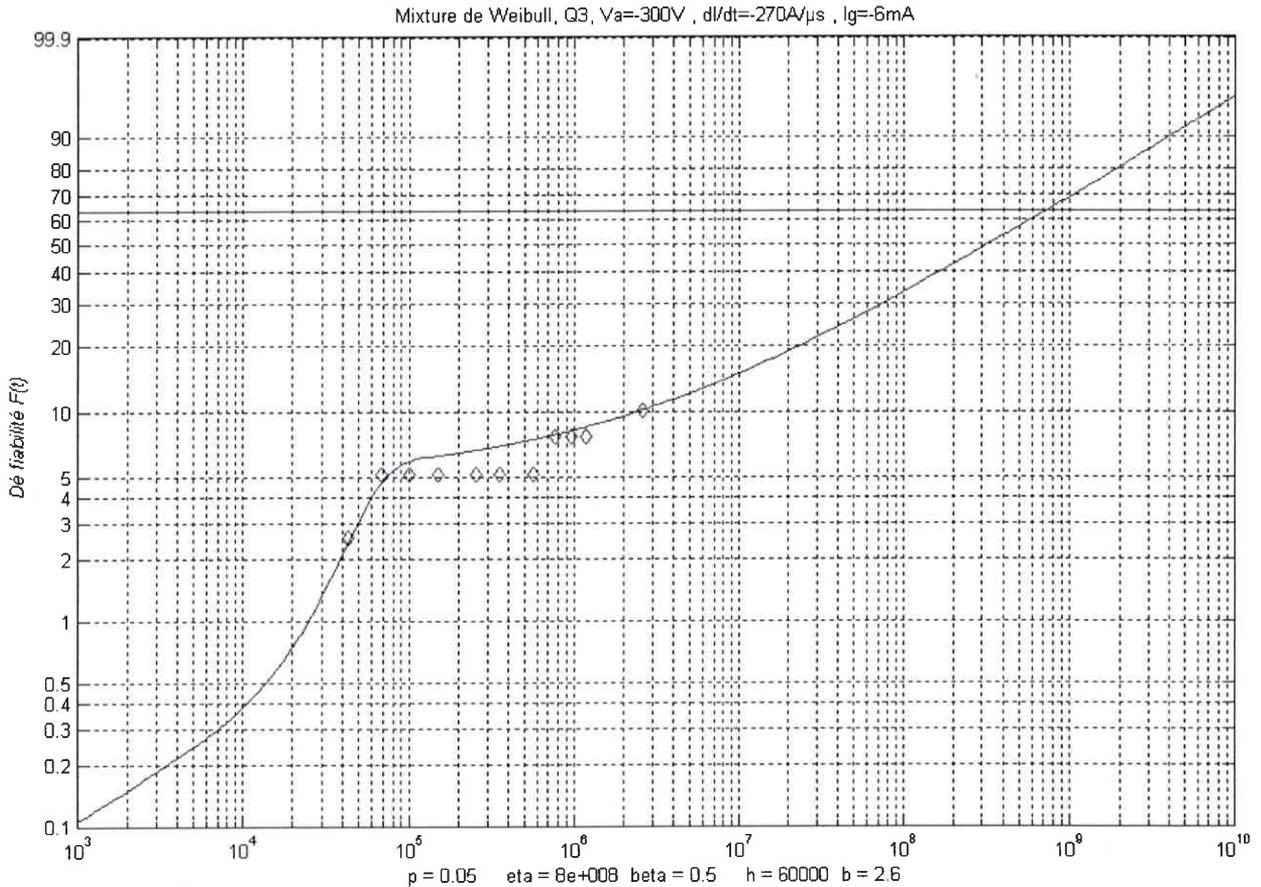


Fig. IV-21. Courbe de probabilité pour une contrainte de $-270\text{ A}/\mu\text{s}$ dans Q3.

Le faible niveau de la contrainte fait que les TRIACs de l'échantillon prennent beaucoup de temps pour se dégrader. Nous avons estimé les durées de vie caractéristiques h et η en considérant les paramètres de forme b et β comme connus ($b = 2,6$ et $\beta = 0,5$ d'après les tests précédents). La valeur de p apparaît graphiquement sous la forme d'un plateau bien visible, on obtient $p = 0,05$. Une estimation correcte de h est obtenue pour $h = 6 \cdot 10^4$ cycles. Enfin, la durée de vie caractéristique η est déterminée pour que la courbe ajuste au mieux les points des temps de défaillance, ce qui donne $\eta = 8 \cdot 10^8$ cycles.

La première sous-population est constituée de 5 % des TRIACs de l'échantillon, soit 2 TRIACs, qui se sont dégradés par usure ($b > 1$).

La deuxième sous-population est constituée de 95 % des TRIACs de l'échantillon, soit 38 TRIACs, qui se dégradent par mortalité infantile ($\beta < 1$).

IV.2.1.7 Mécanisme de dégradation et distribution de Weibull

Le mécanisme de dégradation est à l'origine de la distribution de Weibull, à 5 paramètres, observée. Sous l'effet de la contrainte électrique di/dt , il apparaît un point chaud surfacique qui peut dégrader la métallisation de cathode par usure, et provoquer une fatigue du silicium de surface.

Les TRIACs qui possèdent localement, au niveau du point chaud surfacique, un bon contact métallique (peu de défauts d'adhésion, et donc une bonne dissipation thermique) ne subiront pas de déformations plastiques du métal. En d'autres termes, ces pièces ne vont pas se dégrader par usure de la métallisation, mais par fatigue du silicium. Il se forme alors à la surface du silicium une fissure, qui est un défaut latent. Ces pièces suivent une distribution de Weibull avec un facteur de forme inférieur à 1.

Les TRIACs qui présentent localement, au niveau du point chaud surfacique, un mauvais contact métallique (nombreux défauts d'adhésion, et donc une dissipation thermique perturbée) subiront des déformations plastiques du métal. Ces pièces vont se dégrader par usure de la métallisation. L'usure est un mécanisme caractérisé par une distribution de Weibull avec un facteur de forme supérieur à 1.

Le rapport de proportionnalité entre les deux sous-populations dépend de l'intensité de la contrainte en di/dt . Plus le di/dt est élevé, plus le point chaud surfacique est porté à température élevée, plus les contraintes mécaniques macroscopiques sont fortes dans la métallisation de la cathode. Avec un di/dt suffisamment fort, il est possible de dégrader toutes les pièces par usure de métallisation. Par contre pour un di/dt faible, toutes les pièces se dégradent par fatigue du silicium.

IV.2.2 Tests accélérés

IV.2.2.1 Vérification de la possibilité d'accélération

Le tableau IV-2 représente l'effet de la contrainte en di/dt sur les 5 paramètres de la distribution. L'augmentation de la contrainte entraîne une diminution des durées de vie à 63,2 % des deux mécanismes de dégradation. Le fait que les paramètres de forme restent constants ($b \approx 2,6$ et $\beta \approx 0,5$) montre que les mécanismes ne changent pas avec le niveau de la contrainte appliquée. Il est donc possible d'effectuer un test accéléré. Quant au rapport de proportionnalité p , il augmente avec l'intensité de la contrainte, ce qui signifie que l'usure de la métallisation devient le mécanisme de dégradation prépondérant.

di/dt	p	h	b	η	β
270	0,05	6.10^4	2,6	8.10^8	0,5
320	0,25	4.10^4	2,6	1.10^7	0,5
360	0,67	$2,6.10^4$	2,7	3.10^6	0,55
410	0,96	$1,7.10^4$	2,5	5.10^5	0,5

Tab. IV-2. Variation des paramètres avec le niveau de la contrainte.

IV.2.2.2 Loi d'accélération de l'usure de la métallisation

La durée de vie d'un métal sous l'effet des cycles thermiques ΔT est donnée par une loi de puissance inverse (chapitre 3) :

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T} \right)^n \quad (\text{IV-17})$$

K est une constante qui dépend du matériau;

n est l'exposant de Coffin-Manson qui vaut 1,83 pour l'aluminium;

ΔT est l'élévation de température du point chaud surfacique.

On suppose une loi de proportionnalité entre ΔT et la contrainte di/dt appliquée de la forme :

$$\Delta T \propto \left(\frac{di}{dt} \right)^{(Y/n)} \quad (\text{IV-18})$$

Le nombre de cycles avant défaillance s'écrit alors :

$$N_f = \left(\frac{A}{di/dt} \right)^Y \quad (\text{IV-19})$$

La figure IV-22 représente les durées de vie de Weibull h (les losanges) en fonction de la contrainte di/dt.

L'estimation des facteurs A et Y est faite par moindres carrés. On obtient $A = 10000$ et $Y = 3$.

Nous n'avons pas extrapolé en dessous d'une valeur de di/dt de 250 A/ μ s pour la raison suivante : à partir d'un di/dt suffisamment faible (que nous supposons être égal à 250 A/ μ s), il n'y a plus de déformation plastique du métal car la contrainte mécanique macroscopique reste toujours inférieure à la limite d'élasticité.

Cependant, la dégradation de la métallisation reste possible par fatigue-endurance. Nous n'avons pas pu étudier ce mécanisme à cause du grand nombre de cycles à appliquer ($> 10^7$), l'installation n'étant pas adaptée à ce genre d'analyse.

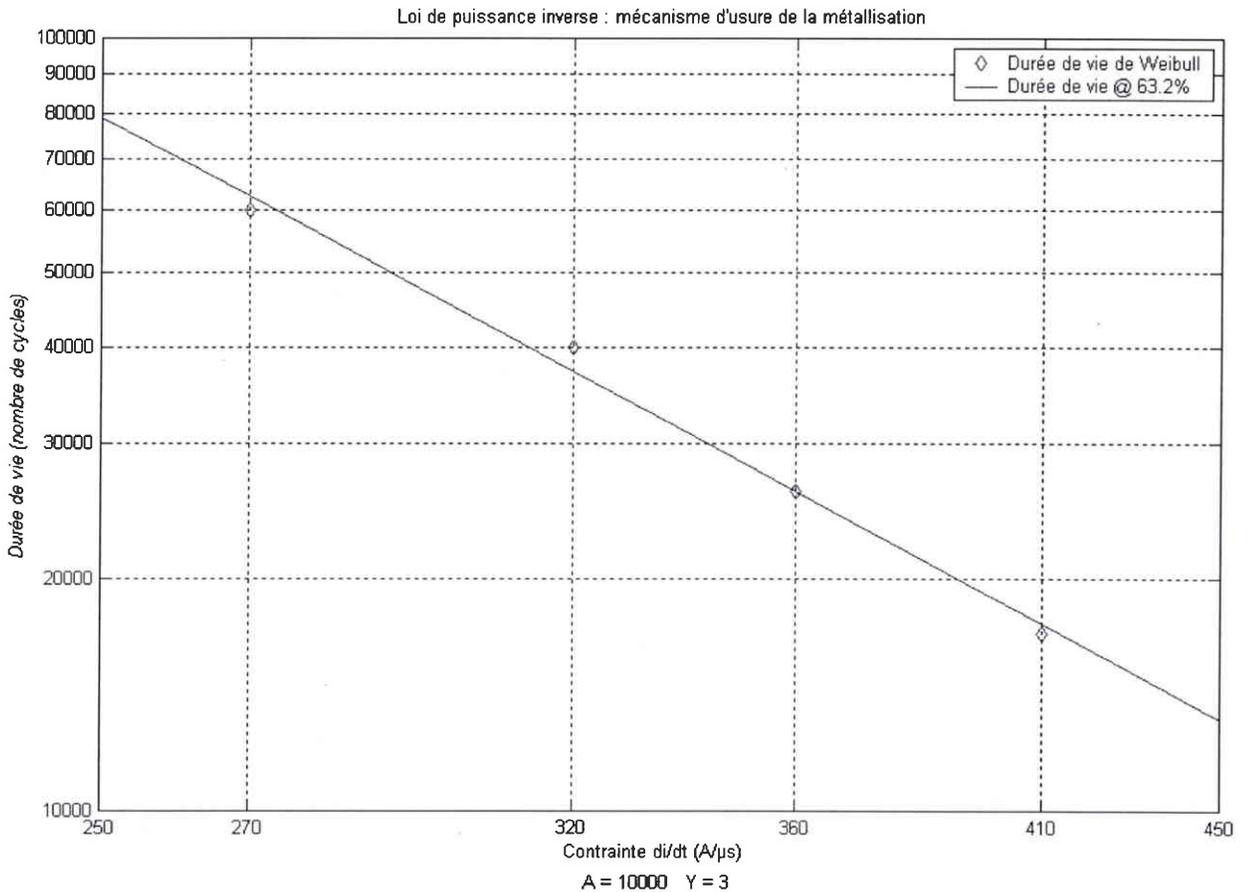


Fig. IV-22. Loi d'accélération de l'usure de la métallisation.

IV.2.2.3 Loi d'accélération de la fatigue du silicium

La durée de vie du silicium sous l'effet des cycles thermiques ΔT est donnée par une loi de puissance inverse (chapitre 3) :

$$N_f = \left(\frac{K}{\Delta T} \right)^n \quad (IV-20)$$

K est une constante qui dépend du matériau;

n est l'exposant de Coffin-Manson qui vaut 9 ou 10 pour le silicium;

ΔT est l'élévation de température du point chaud surfacique.

On suppose une loi de proportionnalité similaire à l'équation IV-18 entre le ΔT et la contrainte di/dt appliquée.

La figure IV-23 représente les durées de vie de Weibull η (les losanges) en fonction de la contrainte di/dt .

La droite passant entre les points est définie par l'équation suivante :

$$N_f = \left(\frac{A}{di/dt} \right)^Y \quad (IV-21)$$

L'estimation des facteurs A et Y est faite par moindres carrés. On obtient $A = 855$ et $Y = 17$.

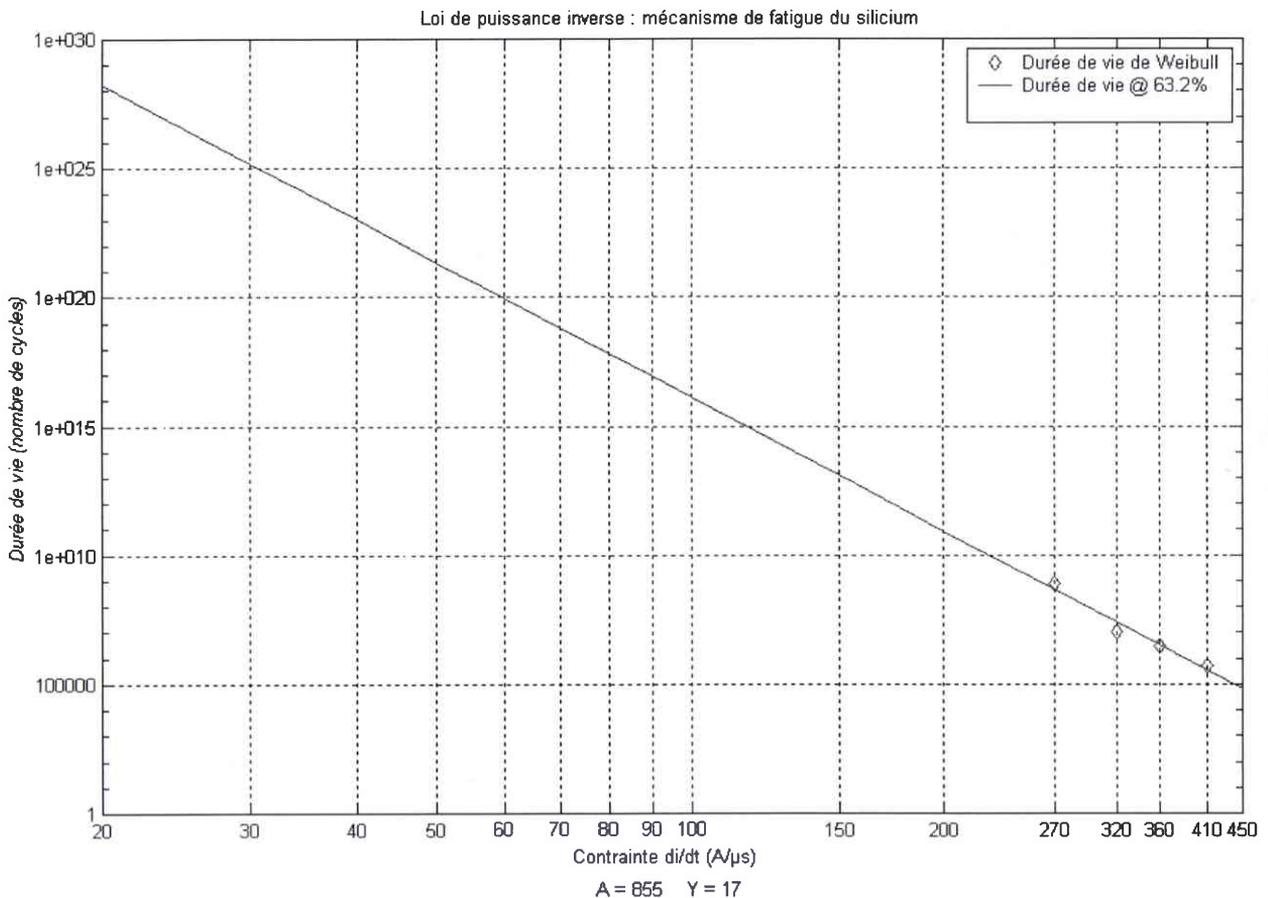


Fig. IV-23. Loi d'accélération de la fatigue du silicium.

La durée de vie à 63,2 % des TRIACs Z0103MA est de 10^{28} cycles pour un di/dt nominal de 20 $A/\mu s$. Cette durée de vie est bien plus élevée que celle que nous avons obtenue dans le quadrant Q2 (10^{23} cycles).

Néanmoins, il faut tempérer ce résultat par la dispersion relative des paramètres de la distribution, qui introduit une erreur sur A et Y. L'erreur introduite est faible car les durées de vie

ont été mesurées à 63,2 %, niveau pour lequel la distribution de Weibull présente la plus faible dispersion. On peut supposer une erreur raisonnable de 10 % sur A et Y, ce qui donne :

$$A = 855 \text{ avec } \pm 10 \% [769 \dots 940];$$

$$Y = 17 \text{ avec } \pm 10 \% [15,3 \dots 19].$$

Le cas le plus pessimiste donne une durée de vie à 63,2 % de 10^{25} cycles pour un di/dt de 20 A/ μ s.

(espace laissé intentionnellement vide par cause de confidentialité des résultats à 1 ppm)

IV.2.2.4 Validation du mécanisme de dégradation

Le mécanisme de fatigue de l'aluminium et le mécanisme de fatigue du silicium à l'interface suivent la même loi de puissance inverse. L'exposant de Coffin-Manson est un paramètre physique qui permet de faire la différence entre la fatigue d'un matériau ductile et la fatigue d'un matériau fragile. Le rapport des deux exposants n de Coffin-Manson donne :

$$\frac{n_{\text{fragile}}}{n_{\text{ductile}}} = \frac{10}{1,8} = 5,5 \quad (\text{IV-22})$$

Le rapport des deux exposants Y donne :

$$\frac{Y_{\text{fragile}}}{Y_{\text{ductile}}} = \frac{17}{3} = 5,6 \approx \frac{n_{\text{fragile}}}{n_{\text{ductile}}} \quad (\text{IV-23})$$

Ce résultat valide la cohérence du mécanisme de dégradation proposé. A cause de la position caractéristique du point chaud surfacique, à l'interface entre deux matériaux différents, il y a compétition entre la fatigue thermique du silicium et de la métallisation.

Chapitre V Durcissement et méthodologie

CHAPITRE V DURCISSEMENT ET METHODOLOGIE.....	153
V.1 Améliorations de la conception du TRIAC.....	155
V.1.1 Gravure de cathode	155
V.1.1.1 Structure classique	155
V.1.1.2 Structure optimisée.....	156
V.1.1.3 Mécanisme de fermeture.....	158
V.1.2 Largeur du court-circuit de gâchette	159
V.1.3 Recommandations sur la conception thermique	159
V.1.3.1 Point chaud volumique.....	159
V.1.3.2 Point chaud surfacique	160
V.1.3.3 Simulation et mesure de la température des points chauds,.....	160
V.2 Améliorations au niveau du processus de fabrication	161
V.2.1 Défauts ponctuels volumiques des émetteurs	161
V.2.1.1 Défauts ponctuels de l'émetteur N3+ en face arrière	161
V.2.1.2 Défauts ponctuels de l'émetteur N1+ en face avant	162
V.2.2 Défauts d'interface du contact métal semi-conducteur	163
V.2.2.1 Défauts d'interface du silicium.....	163
V.2.2.2 Défauts d'interface avec le métal	163
V.2.3 Déverminage des composants.....	163
V.3 Améliorations au niveau de l'application	164
V.4 Méthodologie d'analyse des défaillances.....	165
V.4.1 Environnement expérimental	165
V.4.2 Les tests de laboratoire.....	165
V.4.3 Tests accélérés qualitatifs.....	166
V.4.4 Les modes de défaillance	166
V.4.5 Fiabilité : tests accélérés quantitatifs.....	166
V.4.6 Mécanisme de dégradation.....	167
V.4.7 Procédure d'analyse.....	168

On voit les qualités de loin et les défauts de près.

Victor Hugo

Ecrivain et poète français

"Post-scriptum de ma vie"

La connaissance des mécanismes de dégradation des TRIACs dans les quadrants Q2 et Q3 permet d'apporter des solutions de durcissement aux chocs thermiques par di/dt. Ces améliorations peuvent se faire à plusieurs niveaux, allant de la conception du composant, en passant par le processus de fabrication, jusqu'à l'utilisation du composant dans son application.

- Au niveau de la conception ("design") : la bonne conception électrique des jonctions du composant de puissance n'est pas suffisante pour garantir sa fiabilité. Il est nécessaire d'optimiser la conception thermique de la structure (température et position des points chauds).
- Au niveau du processus de fabrication : il s'agit de localiser et de supprimer les défauts potentiels, et plus particulièrement les défauts latents responsables de la mortalité infantile.
- Au niveau de l'utilisation du composant dans son application : on peut donner de nouvelles spécifications de fonctionnement du composant pour une utilisation plus fiable.

Nous terminerons ce chapitre par la présentation d'une méthodologie générale d'approche de la fiabilité des composants électroniques, méthodologie qui a été utilisée tout au long des quatre chapitres de cette thèse.

V.1 Améliorations de la conception du TRIAC

V.1.1 Gravure de cathode

Piccone & Somos [PICC2-69] ont déposé un brevet en 1969 sur une amélioration efficace de la tenue en di/dt d'un thyristor. La méthode de la gravure de cathode ("etch") permet de diminuer la température du point chaud volumique pour un di/dt donné en espaçant artificiellement les lignes de courants dans la zone primaire de fermeture.

V.1.1.1 Structure classique

La figure V-1 représente la structure classique d'un thyristor de couches N1 P1 N2 P2 et d'émetteur N1+. Le circuit externe est constitué d'un CALC mis en parallèle entre l'anode et la cathode du thyristor, et d'une résistance de charge reliée à une source de tension. Ce thyristor est amorcé par la gâchette sur la crête de tension. La fermeture se fait sous $V_A = 300 \text{ V}$, $di/dt = 550 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{I}_A = 51 \text{ A}$.

On observe un point chaud surfacique entre la couche N1+ et le métal ainsi qu'un point chaud volumique dans le substrat N2- près de P2. Une coupe transversale à travers les deux points

chauds donne la figure V-2. Le point chaud volumique atteint une température maximale de 475 K, soit un écart thermique de 175 K.

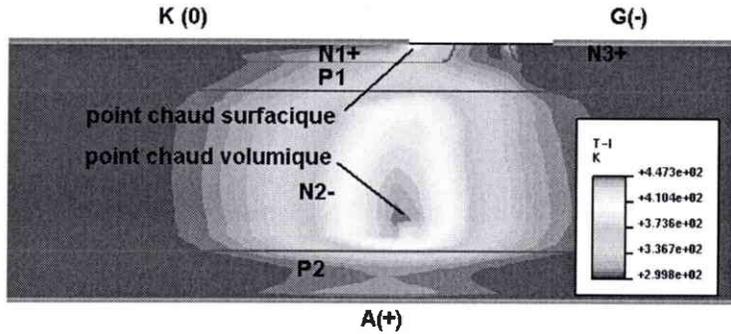


Fig. V-1. Points chauds dans la structure classique d'un thyristor.

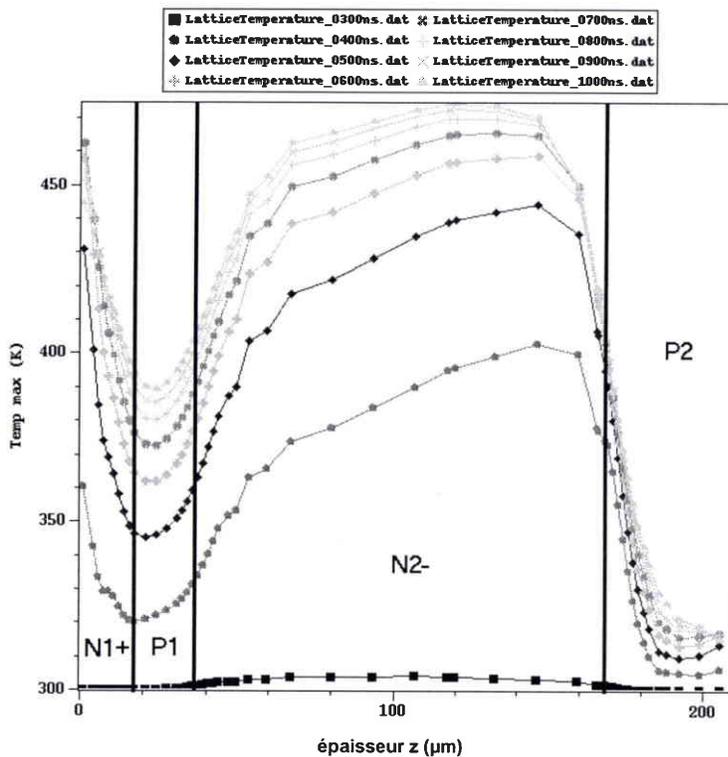


Fig. V-2. Variation de la température en fonction de l'épaisseur et du temps.

V.1.1.2 Structure optimisée

La figure V-3 représente la même structure que précédemment, le maillage est strictement identique, la seule différence étant la présence d'une gravure de cathode. Cette gravure de quelques micromètres dans la couche N1+ sépare la métallisation en deux : une partie est connectée à la cathode tandis que l'autre partie est un îlot de potentiel flottant. Le circuit externe

est identique au précédent. Ce thyristor est amorcé par la gâchette sur la crête de tension. La fermeture se fait sous des conditions électriques similaires : $V_A = 300 \text{ V}$, $di/dt = 550 \text{ A}/\mu\text{s}$ et $\hat{I}_A = 51 \text{ A}$.

Le point chaud surfacique se retrouve toujours à la limite de la ligne de la métallisation de cathode. Le point chaud volumique est situé dans le substrat N2- près de P2.

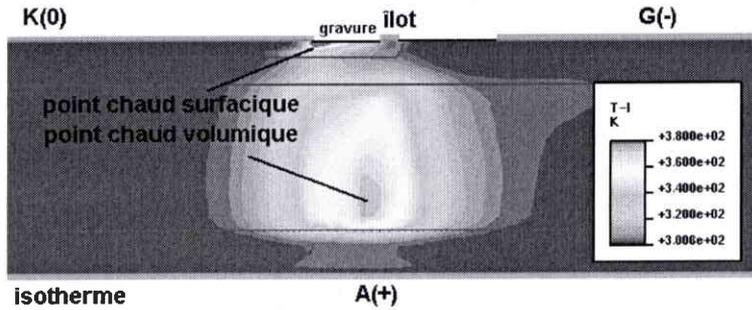


Fig. V-3. Points chauds dans la structure optimisée avec gravure de cathode.

Une coupe transversale à travers le point chaud volumique donne la figure V-4. Le point chaud atteint la température maximale de 425 K, soit un écart de température de 125 K. Cette amélioration entraîne dans le cas présent une diminution de 50 K de la température du point chaud volumique pour le même di/dt appliqué.

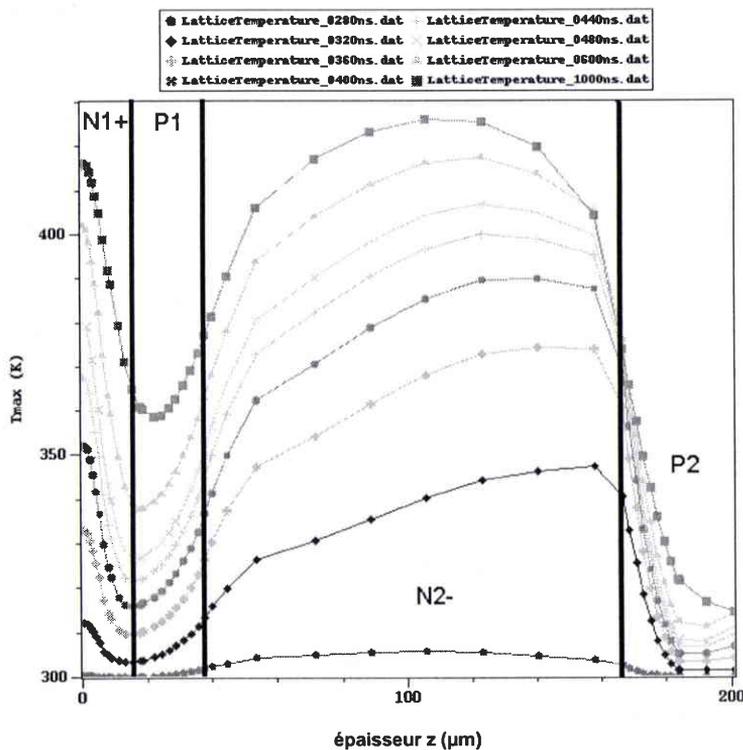


Fig. V-4. Variation de la température en fonction de l'épaisseur et du temps.

V.1.1.3 Mécanisme de fermeture

La figure V-5 représente le mécanisme de double amorçage produit par la présence de la gravure de cathode.

Le courant de gâchette I_G (1), qui traverse la résistance de court-circuit de la couche P1, polarise l'émetteur N1+ en direct sur une petite région qui correspond à la zone primaire de fermeture du thyristor ZPF 1. Ce mécanisme est le premier amorçage.

Il circule alors un courant d'anode I_A (2) entre la métallisation de cathode K et la métallisation d'anode (non représentée). Le courant (2) se retrouve initialement entièrement dans la couche N1+. Le courant (4) est nul et le courant (2) est égal au courant (3). Le courant (3) traverse la résistance de la gravure de cathode et polarise l'îlot métallique flottant positivement.

Le fait que l'îlot métallique devienne positif entraîne que la jonction N1+P1 est moins fortement polarisée en direct au niveau de la ZPF 1. Comme la jonction N1+P1 oppose une résistance au passage du courant d'anode (2), une partie de ce courant (4) emprunte le même chemin que le courant de gâchette (1).

Il circule donc un courant de gâchette (1) + (4) très important dans la couche P1. Ce courant de gâchette polarise fortement l'émetteur N1+ sur une grande surface qui correspond à la deuxième zone primaire de fermeture ZPF 2. Ce mécanisme est le deuxième amorçage.

Tout le courant d'anode traverse une plus grande zone primaire de fermeture, ce qui induit une densité de puissance électrique réduite, et donc un faible échauffement de la structure.

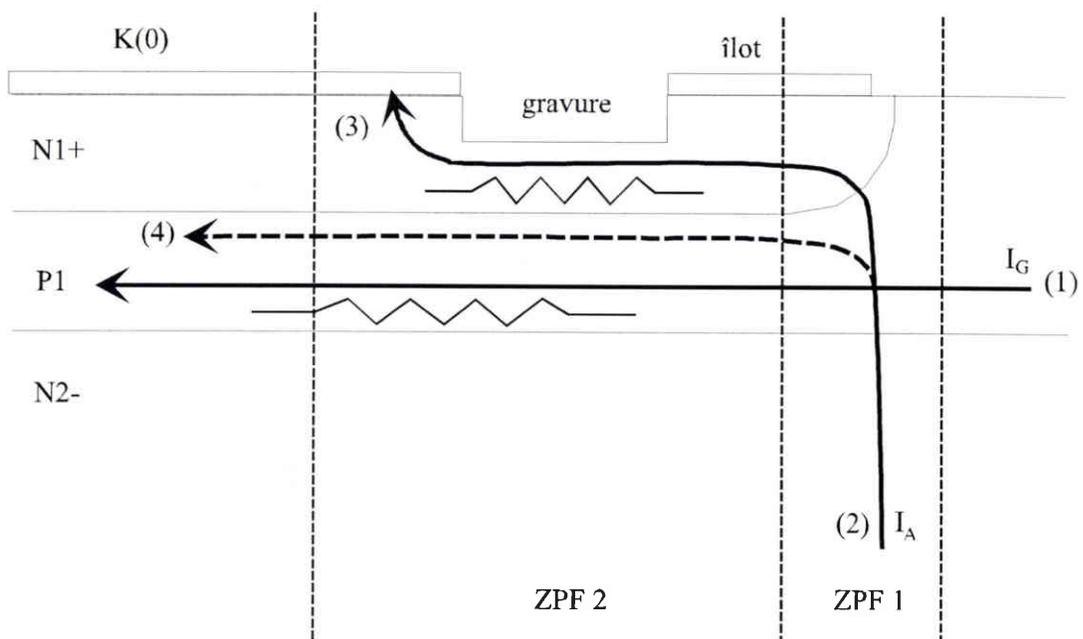


Fig. V-5. Mécanisme de fermeture du double amorçage.

Cette optimisation de la structure ne présente un intérêt que dans le quadrant Q2 (et aussi Q1) où la température du point volumique détermine la durée du vie du TRIAC. Elle n'a pas d'intérêt dans le quadrant Q3 (et aussi Q4) où la durée de vie dépend de la température du point chaud surfacique.

V.1.2 Largeur du court-circuit de gâchette

La largeur du court-circuit de gâchette influe sur la largeur de la zone primaire de fermeture dans les quadrants Q1 et Q2 (figure V-6).

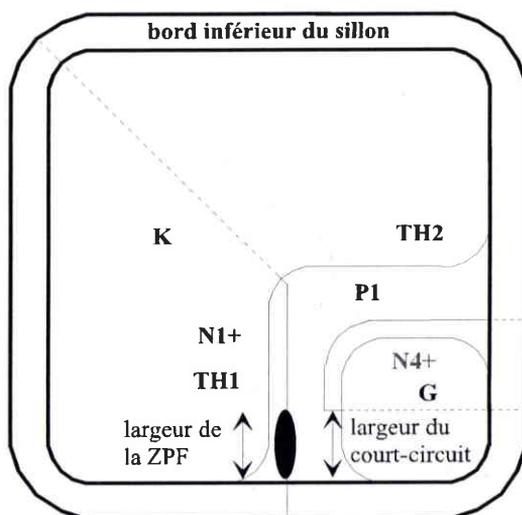


Fig. V-6. Influence de la largeur du court-circuit de gâchette sur la ZPF du thyristor TH1.

Il est possible en augmentant la largeur de ce court-circuit, d'augmenter la surface de la zone primaire de fermeture, et donc de diminuer la température du point chaud volumique pour un même di/dt [FORS2-00].

V.1.3 Recommandations sur la conception thermique

Nous supposons que sous l'effet d'une contrainte, il apparaît dans la structure des points chauds. Les contraintes répétitives provoquent une fatigue thermique de la structure, c'est-à-dire la formation progressive de fissures. En fonction de la position et de la température relative des points chauds, différents cas peuvent être envisagés.

V.1.3.1 Point chaud volumique

Pour un point chaud volumique, deux régions sont à considérer (figure V-7) : le voisinage immédiat du point chaud (intérieur du cercle en pointillés où les écarts thermiques sont faibles) et l'espace qui entoure cette région (les écarts thermiques sont forts).

Un défaut situé au niveau du point chaud (défaut ponctuel 2 de la figure V-7) a peu de chances d'évoluer en fissure sous l'action des forces de compression. Par contre, un défaut situé au niveau des écarts de température (défaut ponctuel 3 mais aussi les défauts d'interface de la figure V-7) se transformera en fissure sous l'action des forces de tension induites par les gradients. Pour que la structure soit fiable, il faudrait qu'il n'y ait pas de défaut initiateur sur une certaine région entourant le point chaud volumique. Les défauts peuvent être des défauts volumiques ou d'interface (surface), de nature ponctuelle ou étendue.

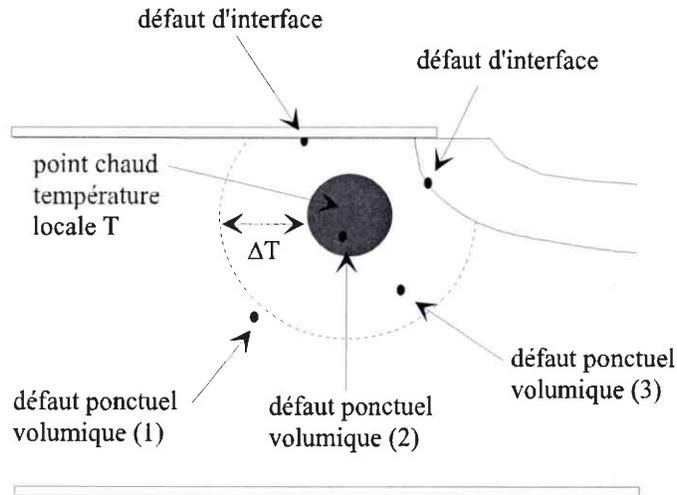


Fig. V-7. Point chaud volumique.

V.1.3.2 Point chaud surfacique

Si le point chaud est situé à la surface d'un matériau, au niveau d'une interface, de grandes précautions doivent être prises. Ce point chaud amène les deux matériaux de l'interface à la même température, et des contraintes mécaniques importantes peuvent apparaître dans le matériau se dilatant le plus. Elles sont dues à la différence entre les coefficients de dilatation thermique des deux matériaux. Il est possible de réduire le développement des défauts en prenant deux matériaux avec des coefficients de dilatation thermique proches.

V.1.3.3 Simulation et mesure de la température des points chauds

Simulation des points chauds

Les simulations thermoélectriques ISE-DESSIS permettent de calculer par éléments finis l'emplacement et la température des points chauds. La température absolue des points dépend du facteur d'aire de la structure simulée en 2-D. Dans le cas d'une structure offrant une certaine

symétrie, le facteur d'aire peut être déterminé, et les températures obtenues ont une valeur quantitative après calibrage du simulateur. Dans le cas d'une structure n'offrant pas de symétrie particulière, il faut s'intéresser à la température relative des points chauds : les défauts se développent généralement au niveau du point présentant la température la plus élevée et au niveau du plus fort écart thermique.

Mesure de la température des points chauds

Les méthodes classiques de mesure de la température (impédance thermique [ROEH-72] [PSHA-90] [MARZ-00] et infra-rouge [POTE-87]) ne sont pas adaptées dans le cas de phénomènes extrêmement transitoires comme les chocs thermiques par di/dt . Il faut utiliser une méthode qui présente une résolution temporelle au moins égale au temps de montée de la température ($\approx 1 \mu s$).

Les mesures optiques de la température sont particulièrement adaptées aux phénomènes thermiques transitoires des composants de puissance de par leurs caractéristiques : résolution temporelle de 5 ns et résolution spatiale de 1 à 10 μm . Un interféromètre hétérodyne est utilisé pour mesurer le déphasage entre un faisceau optique de référence, qui est réfléchi sur la métallisation en face avant, et un faisceau optique de mesure (de longueur d'onde 1,3 μm) qui pénètre dans l'épaisseur de la structure puis est réfléchi par la métallisation en face arrière. Le principe repose sur la variation de l'indice de réfraction du silicium avec la densité de porteurs libres (effet plasma-optique) et avec la température (effet thermo-optique) [SELI-97] [FURB-98] [FURB-99].

V.2 Améliorations au niveau du processus de fabrication

V.2.1 Défauts ponctuels volumiques des émetteurs

Ces défauts étant latents, ils ne peuvent pas être révélés par les tests électriques effectués tout au long de la chaîne de fabrication. Ils sont responsables d'un taux de mortalité élevé en début de vie (mortalité infantile).

V.2.1.1 Défauts ponctuels de l'émetteur N3+ en face arrière

Les défauts ponctuels volumiques des couches N3+ et P2, que nous avons mis en évidence avec les chocs thermiques par di/dt dans le quadrant Q2, sont probablement issus d'une déficience dans le processus de fabrication des plaquettes de silicium ("wafers").

Nous pensons que ces défauts peuvent provenir des opérations de dopage et de diffusion de l'émetteur N3+. En effet, lorsque l'émetteur est saturé en impuretés dopantes (phosphore ou arsenic), les atomes dopants ne se substituent plus aux atomes de silicium mais deviennent interstitiels. Ces atomes interstitiels agissent comme des défauts ponctuels. Lorsqu'ils sont soumis à des contraintes mécaniques répétitives, ces défauts ponctuels peuvent s'agglomérer pour former des défauts étendus (temps d'initiation), précurseurs des fissures fragiles.

Les défauts ponctuels de l'émetteur en face arrière sont contraints dans le quadrant Q2, mais pas dans le quadrant Q3, à cause de la position particulière du point chaud volumique (figure V-8).

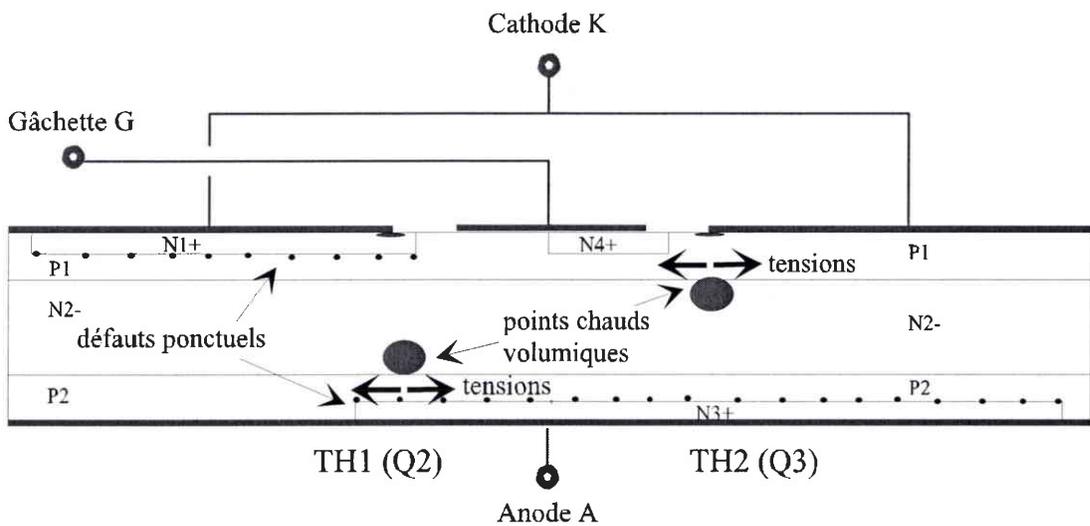


Fig. V-8. Défauts ponctuels des émetteurs des thyristors.

V.2.1.2 Défauts ponctuels de l'émetteur N1+ en face avant

Les opérations de fabrication de l'émetteur en face avant doivent probablement aussi générer des défauts ponctuels dans les couches P1 et N1+. Mais ces défauts ne sont pas contraints, ni dans le quadrant Q2 car le point chaud volumique est situé près de la face arrière, ni dans le quadrant Q3.

Un dopage optimisé des émetteurs permettrait de diminuer la concentration en défauts ponctuels, et d'améliorer de manière considérable la résistance aux chocs thermiques par di/dt dans le quadrant Q2 (et aussi Q1). En faisant abstraction des défauts ponctuels volumiques, on peut penser raisonnablement que le thyristor TH1 aurait une tenue au di/dt proche du thyristor TH2, soit un di/dt critique passant de 60 A/μs à 270 A/μs (voir chapitre 2).

V.2.2 Défauts d'interface du contact métal semi-conducteur

Les défauts ponctuels volumiques de l'émetteur N3+ n'ont pas d'influence sur la durée de vie des TRIACs dans le quadrant Q3 (et aussi Q4). Ce sont les défauts de l'interface Al/Si qui sont contraints par le point chaud surfacique au moment de la fermeture du thyristor TH2.

V.2.2.1 Défauts d'interface du silicium

Les défauts de surface du silicium sont de nature et d'origine très différentes : perturbations du réseau cristallin, défauts de polissage, impuretés, cavités entre le métal et le silicium, dissolution du silicium dans le métal, contaminations par les alcalins du verre... Lorsqu'ils sont soumis à des contraintes mécaniques répétitives, les défauts se développent dans le silicium de surface, pour finalement faire fondre la zone du point chaud surfacique.

Vu leur variété, la création de ces défauts est difficilement contrôlable, et seule une meilleure maîtrise du processus de fabrication permettrait de diminuer leur concentration.

V.2.2.2 Défauts d'interface avec le métal

La dégradation de l'interface peut également venir de la métallisation de cathode dans le cas d'un fonctionnement sous fort di/dt . Les déformations plastiques du métal induisent la formation de vides (période d'incubation ou d'initiation), et leur nucléation donne des fissures ductiles. La dissipation thermique du point chaud surfacique est perturbée par l'accumulation de vides dans le métal, conduisant à la fusion du point chaud.

Les contraintes mécaniques dans le métal proviennent essentiellement de la différence de coefficients de dilatation des matériaux en contact avec le métal (résine et silicium). Il faudrait remplacer l'aluminium par un matériau qui présente une limite d'élasticité plus élevée, ou intercaler entre l'aluminium et le silicium une fine couche d'un matériau présentant un coefficient de dilatation intermédiaire (tungstène ou molybdène) [BAJE-99].

V.2.3 Déverminage des composants

Le déverminage (ou "burn-in") est un test accéléré qualitatif, effectué sur toute la population et placé en fin de chaîne de fabrication, qui permet d'éliminer les pièces présentant des défauts de jeunesse.

Les chocs thermiques par di/dt constituent justement un excellent test de détection des défauts latents de la puce de silicium, et plus particulièrement dans le quadrant Q2.

La figure V-9 montre que l'on peut faire varier deux paramètres du test de déverminage : la contrainte en di/dt (facteur d'accélération) et le nombre de cycles (facteur temps ou "burn-in

time") appliqué à chaque TRIAC Z0103MA. On remarque que la contrainte $di/dt > 110 \text{ A}/\mu\text{s}$ est excessive tandis qu'une contrainte $di/dt < 80 \text{ A}/\mu\text{s}$ est insuffisante. Une valeur convenable est le $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$. Avec ce niveau de contrainte, l'application de 1000 cycles est largement suffisante pour éliminer les pièces qui présentent les défauts ponctuels les plus volumineux. D'après les tests de fiabilité effectués dans le chapitre 4, l'application de 1000 cycles avec un $di/dt = 94 \text{ A}/\mu\text{s}$ élimine en moyenne 10 % (facteur population) des composants de l'échantillon.

Le déverminage consiste donc à trouver un dosage entre le facteur d'accélération (di/dt appliqué) et le facteur temps (nombre de cycles) afin de permettre aux tests fonctionnels d'éliminer la population de composants à risques et réduire ainsi le nombre des "retours client" pour un fondeur de silicium [KUO-98].

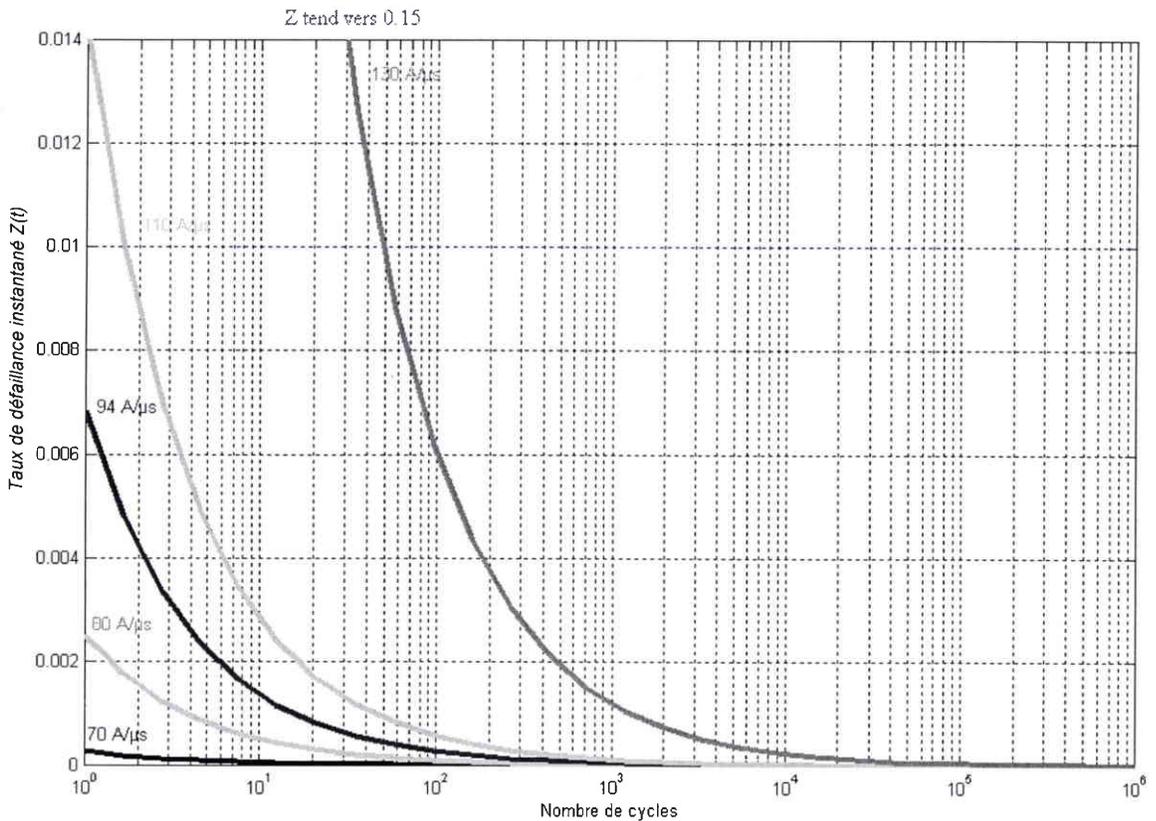


Fig. V-9. Taux de mortalité en fonction du nombre de cycles et de la contrainte di/dt .

V.3 Améliorations au niveau de l'application

Les spécifications constructeur en tenue en di/dt des TRIACs Z0103MA sont beaucoup trop pessimistes à notre avis. En effet, il est donné que ces TRIACs tiennent un di/dt de $20 \text{ A}/\mu\text{s}$ à une température de jonction $T_j = 125 \text{ °C}$ ([Z01x-00] et figure 10).

I_t	I_t Value for fusing	$t_p = 10 \text{ ms}$		0.45	$A \cdot s$
di/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$, $t_r \leq 100 \text{ ns}$	$F = 120 \text{ Hz}$	$T_j = 125^\circ\text{C}$	20	$A/\mu s$
I_{GM}	Peak gate current	$t_p = 20 \mu s$	$T_l = 125^\circ\text{C}$	1	A

Fig. 10. *Spécifications actuelles de tenue en di/dt des TRIACs Z0103MA.*

Des données plus précises apporteraient un avantage certain pour le constructeur face à la concurrence, et une satisfaction du client quant à la qualité de ses propres produits proposés.

Nous proposons le tableau suivant :

Quadrant	di/dt ($A/\mu s$)	V_A (V)	T_c ($^\circ\text{C}$)	F (Hz)	1 ppm	63,2 %
Q2 – Q3	20	300	22	50	(résultat confidentiel)	10^{23} cycles

Tab. 1. *Nouvelles spécifications de tenue en di/dt des TRIACs Z0103MA.*

La durée de vie des TRIACs en fonctionnement dans les quadrants Q2 et Q3 est déterminée par le quadrant le plus fragile Q2.

V.4 Méthodologie d'analyse des défaillances

Cette méthodologie a été appliquée tout au long de l'étude des défaillances des TRIACs. Même si elle a été développée dans l'optique de l'analyse des composants de puissance, elle est facilement adaptable à d'autres types de composants (transistors MOS...).

V.4.1 Environnement expérimental

L'environnement expérimental est défini par :

- le composant étudié : la technologie de fabrication, les matériaux utilisés et le boîtier;
- l'étude et la détermination des contraintes dans des applications typiques : les opérations de fonctionnement et les conditions environnementales.

V.4.2 Les tests de laboratoire

Le degré de fiabilité d'un composant semi-conducteur dépend considérablement de l'usage et des conditions environnementales.

C'est à partir de cette constatation que des tests de laboratoire normalisés ont été définis :

- les tests fonctionnels : chocs thermiques par di/dt , courants accidentels, et cycles de puissance;
- les tests standards : HTS, HTB, HTRB, T/C, T/S...

Le choix du test standard se fait en fonction de la partie du composant que l'on cherche à contraindre (métallisation, puce de silicium, brasure...), qui correspond souvent au point faible de la structure. Quant au choix du test fonctionnel, il dépend surtout de l'application du composant.

V.4.3 Tests accélérés qualitatifs

Une fois l'environnement défini et le test de laboratoire choisi, il est nécessaire, dans un premier temps, d'effectuer des tests accélérés qualitatifs. Ces tests permettent :

- de déterminer un critère de défaillance électrique;
- de révéler les défauts potentiels du composant;
- de définir une origine de la contrainte : la valeur minimale de la contrainte pour laquelle il y a des défaillances en un temps raisonnable;
- d'obtenir un catalogue de défaillances : un mode de défaillance est associé à une contrainte.

V.4.4 Les modes de défaillance

L'analyse des défaillances est une source importante d'informations sur la qualité du composant. L'analyse des pièces dégradées se fait à deux niveaux :

- Les modes de défaillance électrique : tenue en tension, courant de fuite, court-circuit, circuit ouvert, variation des sensibilités, variation de la résistance thermique...
- Les modes de défaillance physique : fusions, micro-fissures, fractures, délaminations, contaminations...

Les modes de défaillances électriques dans les thyristors correspondent à des signatures : un court-circuit est caractéristique d'une fusion, un circuit ouvert est caractéristique d'un décollement de la métallisation, les courants de fuite sont caractéristiques de la dégradation de la puce de silicium (par des fissures notamment), la variation de la résistance thermique est caractéristique de la dégradation de la brasure...

V.4.5 Fiabilité : tests accélérés quantitatifs

Les tests accélérés quantitatifs permettent d'obtenir la résistance du composant aux contraintes appliquées. L'analyse des résultats des tests accélérés quantitatifs passe par l'utilisation des outils statistiques.

Plusieurs points doivent être définis :

- l'échantillon sous test : une taille d'échantillon de 40 ou 50 pièces est suffisante;
- le niveau de la contrainte appliquée par le test : la valeur minimale de la contrainte a été définie par le test qualitatif;
- les courbes de probabilité : les temps de défaillance des pièces suivent une certaine loi de distribution à déterminer (loi normale, lognormale, exponentielle, Weibull, gamma...). Une fois la loi choisie, il s'agit d'estimer les paramètres par différentes méthodes (méthode graphique, moindres carrés ou maximum de vraisemblance);
- les courbes durée de vie-contrainte : les durées de vie à x % (63,2 % pour une loi de Weibull ou 50 % pour la loi normale ou lognormale) sont représentées en fonction du niveau de la contrainte appliquée par le test. Il faut déterminer la loi d'accélération (loi d'Arrhenius, loi d'Eyring, loi de puissance inverse...) puis estimer les paramètres par différentes méthodes (graphique, moindres carrés ou MLE).

Souvent, l'expérimentateur dispose de peu de données pour représenter la courbe durée de vie-contrainte et le choix de la loi d'accélération est purement empirique. Une méthode généralement admise consiste à choisir la loi qui donne la durée de vie la plus pessimiste pour une contrainte nominale. L'autre méthode, plus rigoureuse, est de déterminer la loi d'accélération à partir du mécanisme de dégradation. A ce sujet, de grandes précautions doivent être prises pour ne pas modifier le mécanisme de dégradation par une sur-accélération.

V.4.6 Mécanisme de dégradation

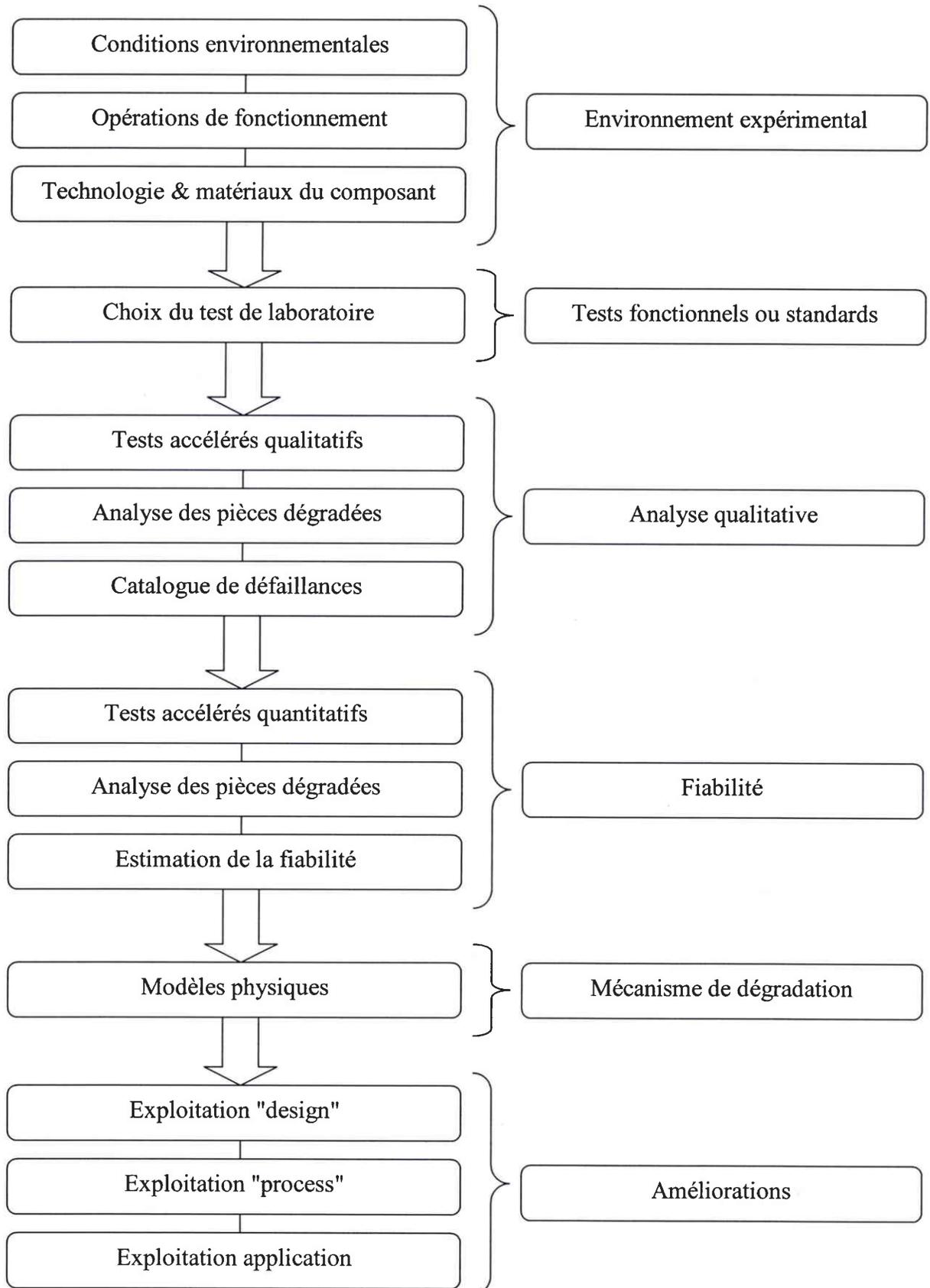
Le mécanisme de dégradation est un scénario de formation des défauts sous les contraintes appliquées par le test. Il doit assurer la cohérence entre les contraintes (thermiques, électriques, mécaniques...), les modes de défaillance électrique et physique, et la loi de probabilité obtenue en fiabilité.

Il permet notamment :

- l'obtention d'une loi durée de vie-contrainte théorique ou semi-empirique;
- la détermination des limites physiques du composant;
- l'amélioration ou l'optimisation de la structure vis à vis des contraintes.

V.4.7 Procédure d'analyse

La méthodologie est synthétisée avec l'organigramme suivant :



Conclusion

Dans le chapitre 1, après une étude de la technologie TOP-Glass du TRIAC Z0103MA et du circuit de protection (CALC), l'interaction entre le circuit externe et le composant de puissance a été modélisée par une simulation électrique transitoire sous DESSIS. La décharge du condensateur du CALC à la fermeture du TRIAC sur la crête de tension provoque un flux de courant dans la zone primaire de fermeture du thyristor concerné (TH1 pour Q2 ou TH2 pour Q3). Les densités de courant sont importantes pendant le temps de montée du courant du TRIAC car la surface traversée est égale à la ZPF. Pendant le temps de propagation du plasma, les densités de courant diminuent car cette surface s'agrandit pour remplir toute la cathode. La vitesse de croissance du courant di/dt pendant le temps de montée est responsable d'un échauffement localisé au niveau de la ZPF, du aux fortes densités de courant.

Le chapitre 2 présente les résultats obtenus par des tests accélérés qualitatifs utilisant comme contrainte électrique un fort di/dt à la fermeture. Ces tests ont permis de déterminer les modes de défaillance électrique des TRIACs : dégradation uniquement en courant de fuite inverse dans Q2, et dégradation simultanée en courant de fuite inverse et direct dans Q3. Ces tests ont également permis de déterminer un di/dt critique, c'est-à-dire une valeur minimale de la contrainte qui donne des défaillances en un temps raisonnable. Nous avons mesuré dans Q2 un di/dt critique de $60 \text{ A}/\mu\text{s}$, à comparer au di/dt critique de Q3 qui vaut $270 \text{ A}/\mu\text{s}$.

Les différences électriques observées entre les deux quadrants sont confirmées par l'analyse des modes de défaillance physique des TRIACs dégradés. Ainsi, dans Q2, les TRIACs se dégradent à cause de la propagation de plusieurs fissures dans les couches P2 et N3+ en face arrière, au niveau de la ZPF du thyristor TH1. Lorsqu'une de ces fissures pénètre dans la zone de charge d'espace de la jonction N2-P2 qui tient la tension en inverse, il apparaît un courant de fuite inverse. La détérioration est très différente dans Q3. La présence d'une fusion surfacique dans la ZPF du thyristor TH2 montre qu'il existe un point chaud surfacique, responsable de la dégradation locale de la métallisation de cathode (cavités dans le métal) et de la dégradation du silicium d'interface (certains TRIACs dégradés n'ont pas d'usure du métal).

Les mécanismes de dégradation (chapitre 3) ont pour objectif d'expliquer la formation des défauts observés. La nature même des défauts, fissures fragiles dans le silicium et fissures ductiles dans le métal, laisse supposer que les contraintes thermomécaniques jouent un rôle prépondérant. Nous avons, dans un premier temps, simulé avec DESSIS les contraintes thermiques créées par la puissance électrique dissipée dans la ZPF du thyristor : un fort di/dt provoque un choc thermique

dans la puce de silicium. Puis, dans un second temps, nous avons simulé avec SOLIDIS les contraintes mécaniques créées par les contraintes thermiques.

Dans Q2, un point chaud volumique apparaît dans le substrat N2- près de P2, qui induit des forces de tension dans les couches P2 et N3+ en face arrière. Ces tensions initient et propagent des fissures depuis des défauts ponctuels volumiques de la couche P2. Dans Q3, le point chaud volumique est toujours dans le substrat N2-, mais déplacé vers la couche P1 en face avant, ce qui entraîne de faibles forces de tension en face arrière. Le point chaud surfacique a une température bien plus élevée que le point chaud volumique (contrairement à Q2), et fatigue simultanément la métallisation de cathode et le silicium de l'interface. La fatigue du métal se traduit par la formation de vides qui s'agglomèrent en fissures ductiles. La fatigue du silicium se traduit par la formation de fissures fragiles dans le point chaud surfacique depuis les défauts de l'interface. La finalité est la même : à chaque cycle, la température du point chaud surfacique augmente localement jusqu'à atteindre la température de l'eutectique Al/Si, ce qui donne en fin de vie une fusion du thyristor TH2.

Les mécanismes de dégradation ont également permis la détermination théorique d'une loi d'accélération des défauts : une loi de puissance inverse.

Les particularités des mécanismes de dégradation de chaque quadrant apparaissent de manière statistique avec les tests accélérés quantitatifs de fiabilité (chapitre 4). Dans Q2, la loi de probabilité est une distribution de Weibull à deux paramètres, caractéristique du fait que l'échantillon présente un seul et unique mode de défaillance (la fatigue du silicium). Le facteur de forme indique que les défauts ponctuels sont des défauts latents responsables d'une forte mortalité infantile. Dans Q3, la loi de probabilité est une mixture de distributions de Weibull, caractéristique du fait que l'échantillon est séparé en deux sous-populations qui ont chacune leur propre mode de défaillance (une sous-population se dégrade par fatigue du métal tandis que l'autre sous-population se dégrade par fatigue du silicium).

Les courbes durée de vie-contrainte ont été extrapolées vers des contraintes nominales (20 A/ μ s) avec une loi de puissance inverse. Les TRIACs présentent dans Q2 une durée de vie nettement inférieure à celle de Q3 due à la forte mortalité infantile engendrée par les défauts ponctuels.

Le dernier chapitre propose des méthodes de durcissement des TRIACs aux chocs thermiques par di/dt. Au niveau du design : une modification de l'émetteur permet de réduire la température du point chaud volumique dans Q2. Au niveau du process : une optimisation du dopage des émetteurs permettrait de diminuer la concentration en défauts ponctuels volumiques. Au niveau de l'application : de nouvelles spécifications constructeur sont abordées.

De nombreuses perspectives se dégagent de cette étude de la fiabilité des TRIACs :

- Une platine de commutation totalement automatisée est en cours d'élaboration. Elle permettra d'appliquer les chocs thermiques par di/dt à 120 composants simultanément et de relever les courants de fuite sans la moindre intervention humaine. Au niveau fiabilité, il deviendra possible de vérifier les lois d'extrapolation pour un nombre très élevé de cycles (fatigue polycyclique, nombre de cycles $> 10^7$).
- Une étude de fiabilité reste à faire sur les TRIACs Z0103MA dans les quadrants Q1 et Q4.
- Il faudrait suivre dans les salles blanches du fondeur le processus de fabrication des Z0103MA afin de déterminer les causes des défauts ponctuels volumiques. On pourrait même envisager la fabrication de prototypes avec des dopages d'émetteurs optimisés.
- La mesure optique de la température des points chauds avec un interféromètre hétérodyne serait un moyen de calibrage de la simulation.
- Il sera intéressant d'appliquer la méthodologie pour d'autres familles de TRIACs : par exemple les TOP-glass T410/435, les MESA-glass BTB12/16 et les planar ACST8. Les différentes tenues en di/dt observées par des tests qualitatifs entre ces TRIACs montrent que non seulement la technologie intervient sur la résistance au di/dt , mais également le calibre du TRIAC. Ainsi pour deux TOP-glass : le T410 ($I_{T(RMS)} = 4 \text{ A}$) présente une meilleure tenue que le Z01 ($I_{T(RMS)} = 1 \text{ A}$).
- Pour certains TRIACs (ce n'est pas le cas des Z01), un fort di/dt à la fermeture peut créer une dégradation indirecte par l'intermédiaire de la surtension de gâchette. Cette surtension dégrade les émetteurs des thyristors et les rend moins sensibles (augmentation des I_{GT}). Une étude spécifique de fiabilité serait nécessaire sur ce mécanisme mal connu.

Références

- [ABER-94] R.B.ABERNETHY, "The New Weibull Handbook", Gulf Publishing Company, 1994.
- [ALOI-86] P. ALOISI, "La fatigue thermique", *Electronique de Puissance*, no. 24, pp. 31-39.
- [ALOI-87] P. ALOISI, "Thermal fatigue in power semiconductor", *PCI'87*.
- [ALOI-91] P. ALOISI, "Failure diagnosis in medium power semiconductor", *EPE'91, Firenze*, vol. 3, pp. 117-119.
- [ARNO-92] J. ARNOULD, P. MERLE, "Dispositif de l'électronique de puissance volume 1 et 2", 1992, édition Hermès.
- [BAJE-99] T.I. BAJENESCU, M.I. BAZU, "Reliability of electronics components - A practical guide to electronic systems manufacturing", Springer, 1999, 509 pages.
- [BALI-96] B.J. BALIGA, "Power Semiconductor devices", 1996, PWS Publishing Company.
- [BEND-96] V. BENDA, "Reliability of power semiconductor devices - Problems and trends", *PEMC'96*, vol.1, pp. 30-35, 2-4 sept 1996.
- [BERR-60] J.P. BERRY, "Some kinetic considerations of the Griffith criterion for fracture- Equations of motion at constant deformation", *J. Mech. Phys. Solids*, 1960, vol. 8, pp. 207-216.
- [BLUN-79] P. BLUNT, "Reliable thyristors and triacs in TO-220 plastic packages", *Electronic Components and Application*, vol. 2, no 1, 1979, pp. 53-58.
- [BROE-82] D. BROEK, "Elementary Engineering Fracture Mechanics", juin 1982, Martinus Nijhoff Publishers, 524 pages.
- [BTxx-00] "BTA and BTB16 series", note d'application STMicroelectronics, septembre 2000, troisième édition.
- [CAND-81] V.S. CANDADE, "Sequence test method for reliability evaluation of semiconductor devices", 1981.
- [CAST-99] T.CASTAGNET, "New Triacs : is the Snubber circuit necessary ?", note d'application STMicroelectronics, 1999.
- [CHAN-81] J.-P. CHANTE, "Etude de la commutation des triacs : applications à la connaissance du comportement de la charge stockée", thèse de doctorat d'état, 1981.
- [COFF-54] L.F. COFFIN, "A Study of the Effects of Cyclic Thermal Stresses on a Ductile Metal", *Transactions of ASME*, 1954, vol. 76, pp. 931-950.
- [CORN-80] S.K. TSO, L.S. CORNISH, "Industrial and appliance control using power triacs", *Hong Kong Engineer*, 1980, vol. 8, no. 8, pp. 45-57.
- [CRAM-99] T. CRAMER, A. WANNER, P. GRUMBSH, "Dynamic Crack Propagation in Single-Crystalline Silicon", *Mat.Res.Soc.Proc.*, vol. 539, pp. 181-186, 1999.
- [DASG-91] A. DASGUPTA, M. PECHT, "Material failure mechanisms and damage models", *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 40, no. 5, 1991, pp. 531-536.
- [DASG-92] A. DASGUPTA, J.M. HU, "Failure mechanism models for brittle fracture", *IEEE Transactions on Reliability*, vol. 41, no. 3, septembre 1992, pp. 328-335.
- [DATT-91] S. DATTA, "Power pollution caused by lighting control systems", *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 2, pp. 1842-1852, 28 sept.- 4 oct. 1991.
- [DICE-95] "SCR's and Triacs Dice", 1995, rapport interne STMicroelectronics.
- [DUBO-73] R. DUBOIS, Y. COLLUMEAU, J.-M. PETER, "Amélioration des triacs", 1973, rapport final d'un marché DGRST.
- [FALS-00] R.FALSTER, V.V.VORONKOV, "Intrinsic Point Defects and their control in Silicon Crystal Growth and Wafer Processing", *M.R.S. bulletin*, 2000.
- [FOLK-99] R.H. FOLK II, M. KHANTHA, D.P. POPE, V. VITEK, "Temperature-Dependent Onset of Yielding in Dislocation-Free Silicon: Evidence of a Brittle-to-Ductile Transition", *Mat.Res.Soc.Symp.Proc.*, vol. 539, pp. 161-167, 1999.
- [FORS1-00] S. FORSTER, T. LEQUEU, "Phénomène de surtension de gâchette à la fermeture des triacs", *EPF'2000, Lille*.
- [FORS2-00] S. FORSTER, T. LEQUEU, R. JERISIAN, A. HOFFMANN, "3-D analysis of the breakdown localized defects of ACS(tm) through a triac study", *Microelectronics Reliability*, 2000, vol. 40, pp. 1695-1700.

- [FORS-01] S. FORSTER, T. LEQUEU, R. JERISIAN, "Operation of power semiconductors under transient thermal conditions : thermal fatigue reliability and mechanical aspects", ESREF 2001, Bordeaux, 1-5 octobre 2001.
- [FURB-98] C. FURBOCK, N. SELIGER, D. POGANY, M. LITZENBERGER, E. GORNIK, M. STECHER, H. GOSSNER, W. WERNER, "Backside Laserprober characterization of thermal effects during high current stress in Smart Power ESD protection devices", IEDM Tech. Digest, 1998, pp. 691-694.
- [FURB-99] C. FURBOCK, M. LITZENBERGER, D. POGANY, E. GORNIK, N. SELIGER, T. MULLER-LYNCH, M. STECHER, H. GOSSNER, W. WERNER, "Laser interferometric methode for ns-time scale thermal mapping of Smart Power ESD protection devices during ESD stress", Microelectronics Reliability, no. 39, pp. 925-930, 1999.
- [GENT-64] F.E. GENTRY, F.W. GUTZWILLER, N. HOLONYAK jr, E.E. von ZARTROW, "Semiconductor controlled rectifiers", Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1964.
- [GENT-65] F.E. GENTRY, M. SCACE, M. FLOWERS, "Bidirectional triode PNP switches", 1965, Proc. IEEE, 53 pp. 355-369.
- [GRIF-20] A.GRIFFITH, "Phenomena of Rupture and Flow in Solids", Phil. Trans. Roy. Soc (London), 221A, 163-98, 1920.
- [HACH-99] J.A. HAUCH, D. HOLLAND, M.P. MARDER, H.L. SWINNEY, "Dynamic fracture in single crystal silicon", Physical Review Letters, vol. 82, pp. 3823, 1999.
- [HASS-69] D.P.H.HASSELMAN, "Unified Theory of Thermal Shock Fracture Initiation and Crack Propagation in Brittle Ceramics", J.Amer.Ceram.Soc., vol.52, no.11, pp.600-607, 1969.
- [HEUW-72] E. HEUWIESER, "Phase control with triacs TX CO1, TX CO2 and Diac A 9903", Siemens Electronic Components Bulletin, 1972, vol. 7, no. 2, pp. 37-41.
- [ISAG-80] M. ISAGAWA, Y. IWASAKI, T. SUTOH, "Deformation of Al metallization in plastic encapsulated semiconductor devices caused by thermal shock", Proceedings of the 18th International Reliability Physics Symposium, IEEE, 1980, pp.171-177.
- [ISE-00] Manuel ISE Integrated Systems Engineering TCAD version 6.1, (1995-2000).
- [JANU-98] S. JANUSZEWSKI, M. KOCISZEWSKA-SZCZERBIK, H. SWIATEK, G. SWIATEK, "Semiconductor device failures in power converter service conditions", EPE Journal, 1998, vol. 7, no. 3-4, pp. 12-17.
- [JAUF-96] F.JAUFFRET, "TO220 SCR's and TRIACs reliability test conditions", note d'application STMicroelectronics, janvier 1996.
- [KUO-98] W. KUO, W.-T. K. CHIEN, T. KIM, "Reliability, yield, and stress burn in : a unified approach for microelectronics systems manufacturing and software development", Kluwer Academic Publishers, 1998.
- [KUZM-63] V.A.KUZ'MIN, "Volt-ampere characteristics of PNP type semiconductor devices in the on conduction", 1963, Radio Eng. And Electronic Physics.
- [LIGE-92] J.C. LIGERON, P. LYONNET, "La fiabilité en exploitation, organisation et traitement des données", 2° édition, 2 volumes, Technique et Documentation, Lavoisier, septembre 1992.
- [MACK-58] I.M. MACKINTOSH, "The electrical characteristics of silicon PNP triodes", 1958, Proc. of IRE, vol.46, pp. 1229-1235.
- [MANS-66] S.S. MANSON, "Interfaces between Fatigue Creep and Fracture." Int. J. of Fracture Mechanics, 2(1), 1966, pp. 327-363.
- [MARZ-00] M. MARZ, P. NANCE, "Thermal Modeling of Power-electronic Systems", notes d'application, Infineon Technologies AG, Munich.
- [MERC-71] B. MERCIER, "Les thyristors de puissance. Technologie et applications industrielles. Evolution de la technologie des thyristors de puissance.", Revue Générale de l'Electricité, vol. 80, no. 6, 1971, pp. 496-502.
- [MERC-72] B. MERCIER, R. PEZZANI, "Analyse des limites de performances des thyristors bidirectionnels. Application à la réalisation de triacs kilovoltaiques", 1972, rapport final d'un marché DGRST.
- [MISA-59] T.MISAWA, "Turn-on transient of PNP triode", 1959, Journal of Electronics and Control, vol. 7, pp. 523-533.
- [MOLL-56] J.L. MOLL, M. TANENBAUM, J.M. GOLDEY, N. HOLONYAK, "P-N-P-N Transistor switches", 1956, Proc. of IRE, vol. 44, pp. 1174-1182.
- [NELS-82] W. NELSON, "Applied Life Data Analysis", Wiley, 1982, 656 pages.

- [NELS-85] W. NELSON, "Weibull Analysis of Reliability Data with Few or No Failures", Journal of Quality Technology, vol. 17, no. 3, pp. 140-147, 1985.
- [OSWA-79] E.J. OSWALD, "Thyristors : status of technologies", Electronic Progress, 1979, vol. 21, no. 1, pp. 30-32.
- [PICC1-69] D.E. PICCONE, I.S. SOMOS, "Are you confused by high di/dt SCR ratings?", Electronic Engineer, 1969, vol. 28, no. 1, pp. 89-92.
- [PICC2-69] D.E. PICCONE, I. SOMOS, "Double-triggering semiconductor controlled rectifier", Patent Information USA 3440501, 22 April 1969.
- [PICC-97] D.E. PICCONE, L.J. WILLINGER, I.L. SOMOS, W.H. TOBIN, R.M. ANDRACA, L.O. ERIKSSON, J.A. BARROW, M.L. CHILDS, J. SCHWARTZENBERG, "Clarification of Non-repetitive On-state Surge Current Ratings - Insight Into Proposed Ratings for Pulse Power Applications - SPT400 Series 125mm Thyristors", notes d'application, Silicon Power Corporation, 1997.
- [POTE-87] D. POTE, G. THOME, T. GUTHRIE, "An overview of infrared thermal imaging techniques in the reliability and failure analysis of power transistors", 1987.
- [PSHA-90] A. PSHAENICH, "Basic Thermal Management of Power Semiconductors", note d'application AN1083, Motorola, 1990, 14 pages.
- [QUER-98] Y. QUERE, "Physics of Materials", juillet 1998, 483 pages
- [RAMM-00] S. RAMMINGER, N. SELIGER, G. WACHUTKA, "Reliability Model for Al Wire Bonds subjected to Heel Crack Failures", ESREF'2000, pp. 1521-1526.
- [RODR-98] R.G. RODRIGUES, D.E. PICCONE, W.H. TOBIN, L.W. WILLINGER, J.A. BARROW, T.A. HANSEN, J. ZHAO, L. CAO, "Operation Of Power Semiconductors At Their Thermal Limit", 1998, IEEE IASociety Annual Meeting, 12 pages.
- [ROEH-72] B. ROEHR, B. SHINER, "Transient thermal resistance, general data and its use", note d'application AN569, Motorola, 1972.
- [ROSS-71] P. ROSSETTI, "La glassivation", 1971, Toute l'electronique, no. 356, pp. 20-22.
- [SATO-91] R. SATOH, K. ARAKAWA, M. HARADA, K. MATSUI, "Thermal fatigue life of Pb-Sn alloy interconnections", IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, mars 1991, vol. 14, no. 1, pp. 224-232.
- [SCRM-79] General Electric, "SCR manual including triacs and other thyristors", 6^{ème} édition, 1979.
- [SEGA-92] A.E.SEGALL, J.R.HELLMANN, R.E.TRESSLER, "Thermal Shock Behaviour – Testing and Modeling", rapport, Gas Research Institute, 1992.
- [SELI-97] N. SELIGER, P. HABAS, D. POGANY, E. GORNIK, "Time-Resolved Analysis of Self-Heating in Power VDMOSFETs Using Backside Laserprobing", Solid State Electronics, vol. 41, no. 9, pp. 1285-1292, 1997.
- [SEMA-00] "Semiconductor device reliability failure models", International SEMATECH Reliability Technology Advisory Board, 2000.
- [SEO-95] J.S.SEO, S.S.LEE, C.S.CHOE, S.DANIEL, K.D.HONG, C.K.YOON, "Photoemission spectrum analysis - A powerful tool for increased root cause success", ISTFA'95, pp. 73-78, novembre 1995.
- [SHAF-78] H. SCHAFER, W. TURSKY, "High voltage triac with outstanding commutating dv/dt capability", IEE-IAS 1978 Annual Meeting, pp. 1019-1021.
- [SHI-00] X.Q. SHI, H.J.J. PANG, W. ZHOU, Z.P. WANG, "Low cycle fatigue analysis of temperature and frequency effects in eutectic solder alloy", International Journal of Fatigue, vol. 22, no. 3, 2000, pp. 217-228.
- [SIEM] Note d'application SIEMENS Semiconductor Group
- [SING-81] J.P. SINGH, K. NIIHARA, D.P.H. HASSELMAN, "Analysis of thermal fatigue behaviour of brittle structural materials", Journal of materials science, vol.16, pp.2789-2797, 1981.
- [SOMO-67] I. SOMOS, D.E. PICCONE, "Behavior of thyristors under transient conditions", Proceedings of the IEEE, vol. 55, no. 8, 1967, pp. 1306-1311.
- [SOMO-69] I. SOMOS, D.E. PICCONE, "Some observations of static and dynamic plasma spread in conventional and new power thyristors.", 1969, pp. 1-7.
- [SOMO-85] I.L. SOMOS, L.O. ERIKSSON, W.H. TOBIN, "Establishing conditions for a meaningful di/dt test for thyristors", Proceedings of the Tenth International PCI '85 Conference, Chicago, 1985, pp. 113-121.
- [SOMO-86] I.L. SOMOS, L.O. ERIKSSON, W.H. TOBIN, "Understanding di/dt ratings and life expectancy for thyristors", Power Conversion And Intelligent Motion, pp. 56-59, 1986.

- [SOMO-93] I.L. SOMOS, D.E. PICCONE, L.J. WILLINGER, W.H. TOBIN, "Power semiconductors empirical diagrams expressing life as a function of temperature excursion", IEEE Transactions on Magnetics, 1993, vol. 29, issue 1, part 2, pp. 517-522.
- [SUND-98] R. SUNDARARAJAN, P. McCLUSKEY, S. AZARM, "Semi analytic model for thermal fatigue failure of die attach in power electronic building blocks", 4th High Temperature Electronics Conference, 1998, pp. 99-102.
- [SZE-81] S.M. SZE, "Physics of Semiconductor Devices", Wiley-Interscience, 1981.
- [VEIL-82] X. VEIL, "Puissance et triacs", Electronique Industrielle, avril 1982, no. 31, pp. 115-120.
- [WEIB-51] W.WEIBULL, "A statistical distribution function of wide applicability", Journal of Applied Mechanics, 1951.
- [Z01x-00] "Z01xx series", note d'application STMicroelectronics, septembre 2000, troisième édition.
- [Z01x-95] "Z01xxxA", note d'application STMicroelectronics, janvier 1995.

Quelques adresses Internet...

La Toile abonde de sites consacrés aux statistiques, dont voilà un échantillon :

<http://www.weibull.com/>

<http://www.uri.edu/sasdoc/qc/index.htm>

<http://www.artsci-ccwin.concordia.ca/inte/inte298s/courses/index.htm>

<http://www.nist.gov/itl/div898/handbook/index.htm>

<http://www.statsoftinc.com/textbook/stsurvan.html>

<http://www2.spsu.edu/tmgt/richardson/Statistics/Index.html>

<http://www.weibullnews.com/fulhomew.html>

Annexes

ANNEXES	177
A Généralités sur les structures TRIACs	179
A.1 Technologies de fabrication des TRIACs	179
A.1.1 Technologie MESA.....	179
A.1.2 Technologie TOP	181
A.2 Caractéristiques statiques d'un TRIAC	183
A.2.1 Caractéristique $I_A (V_{AK})$	183
A.2.2 Caractéristique statique $I_G (V_{GK})$	185
A.3 Amorçages par la gâchette	186
A.3.1 Quadrant Q1 (++).....	186
A.3.2 Quadrant Q2 (+-).....	187
A.3.3 Quadrant Q3 (--).....	187
A.3.4 Quadrant Q4 (-+).....	189
A.4 Amorçages par dV/dt	190
A.4.1 dV/dt statique	190
A.4.2 dV/dt en commutation.....	191
A.5 Amorçage par retournement.....	192
A.6 Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q2	193
A.7 Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q3	204
B Variation des caractéristiques électriques avec le CALC	213
C Les tests en fiabilité.....	214
C.1 Les différents types de contraintes.....	214
C.2 Les tests standards.....	215
C.2.1 HTS ("High Temperature Storage").....	215
C.2.2 THB ("Temperature Humidity Bias").....	215
C.2.3 HTRB ("High Temperature Reverse Bias").....	215
C.2.4 T/C ("Thermal Cycles")	215
C.2.5 T/S ("Thermal Shocks").....	216
C.2.6 Tests d'intégrité du boîtier ("Package Tests")	216
C.3 Les tests fonctionnels	217
C.3.1 Fatigue thermique ("thermal fatigue") ou test cyclique de puissance.....	217
C.3.2 Courants accidentels ("repetitive surge").....	217
C.3.3 Chocs thermiques par di/dt ("hammering")	217
C.4 Lois d'accélération.....	218
C.4.1 Loi d'Arrhenius	218
C.4.2 Loi d'Eyring.....	218
C.4.3 Loi de puissance inverse	218
C.4.4 Loi température humidité.....	219
C.4.5 Loi température – non thermique.....	219
D Modèles physiques du simulateur ISE-DESSIS	220
D.1 Modèles électriques.....	220
D.1.1 Equation de Poisson	220
D.1.2 Equations de continuité des électrons et trous	220

D.1.3	Equations de diffusion des électrons et trous.....	220
D.1.4	Recombinaison – génération Shockley-Read-Hall (SRH).....	220
D.1.5	Avalanche d'une jonction.....	221
D.2	Dépendance des modèles avec le dopage et le champ.....	221
D.2.1	Dépendance des durées de vie avec le dopage.....	221
D.2.2	Dépendance de la mobilité des porteurs avec le champ électrique.....	222
D.2.3	Mobilité à faible champ.....	222
D.2.4	Dépendance de la mobilité de volume avec le dopage.....	223
D.3	Dépendance des modèles avec la température.....	224
D.3.1	Dépendance de la mobilité avec la température.....	224
D.3.2	Dépendance des durées de vie avec la température.....	224
D.3.3	Dépendance de la concentration intrinsèque avec la température.....	224
D.3.4	Modèle thermodynamique.....	224
D.3.5	Dépendance de la conductivité thermique avec la température.....	225
D.3.6	Dépendance de la capacité thermique avec la température.....	225
E	Fichiers de simulation ISE-DESSIS.....	226
E.1	Fichier de commande DES.CMD.....	226
E.2	Fichier de la structure MDR.CMD.....	228
E.3	Fichiers de commande de la gâchette et du CALC.....	229
E.3.1	Fichier VG.PWL.....	229
E.3.2	Fichier VR.PWL.....	229
F	Fichiers de simulation ISE-SOLIDIS.....	230
F.1	Fichier de commande SOL.CMD.....	230
F.2	Fichier de la structure SOL.GRD.....	231
F.3	Fichier de paramètres SOL.PAR.....	231
F.4	Fichiers de la source de chaleur.....	232
F.4.1	Fichier XDIST.....	232
F.4.2	Fichier ZDIST.....	232
G	Estimation par maximum de vraisemblance.....	233
G.1	Script Matlab du maximum de vraisemblance.....	233
G.2	Script Matlab du logarithme de la vraisemblance.....	235
G.3	Surface de vraisemblance.....	235
G.4	Analyse de survie.....	236
H	Banc de test de fiabilité.....	237
H.1	Banc de commutation.....	237
H.2	Banc de mesure des TRIACs.....	238
I	Spécifications des TRIACs Z0103MA.....	240
J	Dimensions de la structure TRIAC Z0103MA en boîtier TO92.....	247

A Généralités sur les structures TRIACs

A.1 Technologies de fabrication des TRIACs

La technologie la plus couramment employée pour la fabrication des TRIACs est celle du type "tout diffusé" : elle consiste en la diffusion, en une seule opération, des diverses couches de silicium dopé P et N [VEIL-82] [MERC-71]. Il s'agit d'une solution évidemment avantageuse (pour le constructeur) parce que rapide.

A.1.1 Technologie MESA

- Etape 0 : nettoyage HF des plaquettes de silicium dopé N. Ces plaquettes ont une épaisseur de 210 μm et le silicium est dopé 10^{14} cm^{-3} .
- Etape 1 : diffusion d'impuretés dopantes de type P (aluminium) sur les plaquettes. Cette opération est effectuée dans une ampoule à sceller. Un morceau de fil d'aluminium sert de source dopante. L'ensemble est installé dans un four où l'aluminium se diffuse dans le silicium des deux cotés de chaque plaquette. L'aluminium donne une concentration de surface C_s des couches P de $2 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$. La profondeur atteinte est d'une trentaine de μm . La structure obtenue à ce stade est un transistor PNP (figure 1).

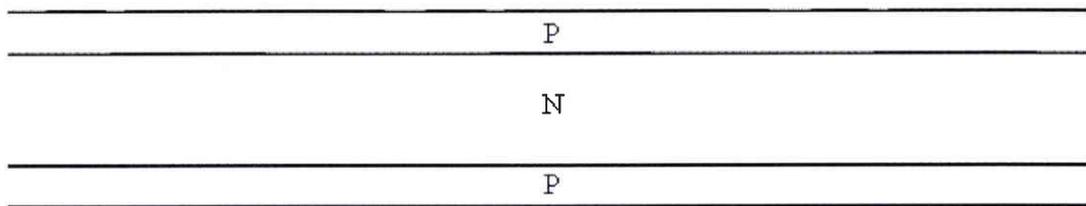


Fig. 1. Structure PNP d'une plaquette de silicium.

- Etape 2 : on fait croître un film d'oxyde d'épaisseur 1 μm dans un four à 1000°C pendant plusieurs heures.
- Etape 3 : par photolithographie, on effectue l'ouverture des zones des émetteurs.
- Etape 4 : les émetteurs de type N sont obtenus par diffusion d'As avec prédépôt sur les couches P. La profondeur et la concentration sont ajustées par les paramètres de diffusion (temps et température). La concentration de surface en arsenic est de 10^{20} cm^{-3} avec une profondeur X_j de 16 μm .

- Etape 5 : la diffusion P+ (gallium) permet d'ajuster précisément la résistance lamellaire (résistance de la couche P sous les émetteurs) ainsi que l'ohmicité des contacts métal semi-conducteur.
- Etape 6 : le film d'oxyde est supprimé. La structure est représentée sur la figure 2.

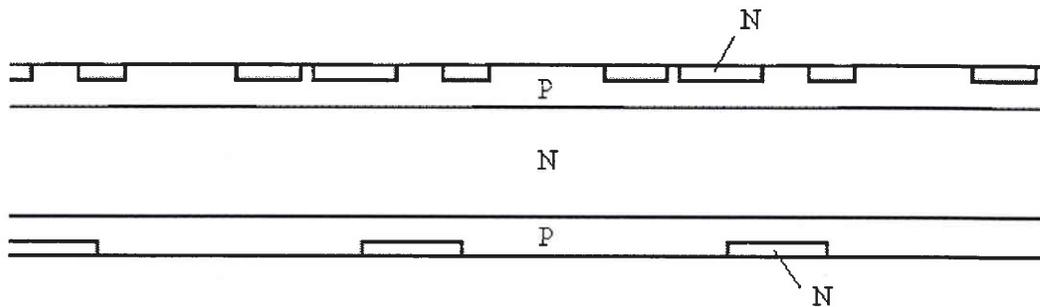


Fig. 2. Structure PNP avec diffusion des émetteurs.

- Etape 7 : la réalisation d'un sillon présente un double intérêt. Il permet d'une part de séparer les jonctions de chaque puce, et d'autre part d'améliorer l'étalement des lignes équipotentiellles en surface de façon à minimiser le champ électrique dans une région souvent en contact avec le milieu ambiant.
- Etape 8 : la passivation au verre permet de stabiliser les sillons [ROSS-71]. Toute la surface de la puce est recouverte de verre.
- Etape 9 : afin de créer les zones de contact, on réalise des ouvertures dans le verre.
- Etape 10 : métallisation des contacts par électrolyse de nickel et d'aluminium. La structure finale est représentée sur la figure 3.

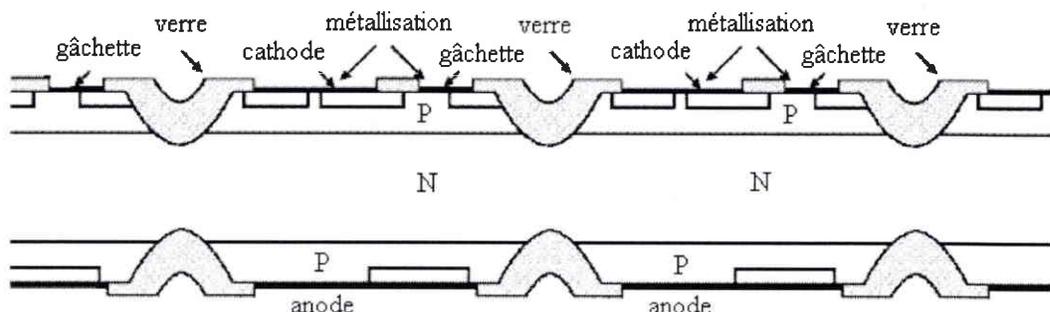


Fig. 3. Structure PNP avec diffusion des émetteurs, passivation et métallisation.

Après séparation de chaque puce de silicium, le TRIAC obtenu est de technologie MESA (figure 4) [DICE-95] [OSWA-79]. L'appellation MESA vient du mot espagnol "mesa" qui signifie plateau.

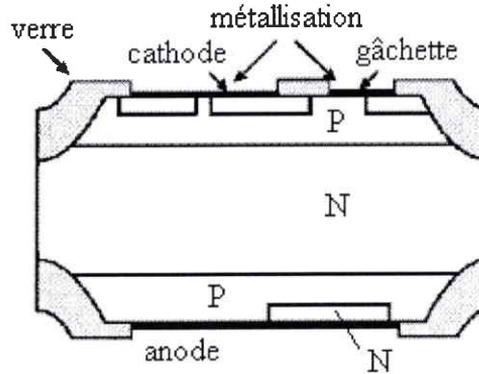


Fig. 4. TRIAC MESA-glass.

La figure 5 montre la structure tridimensionnelle d'un TRIAC MESA [BLUN-79].

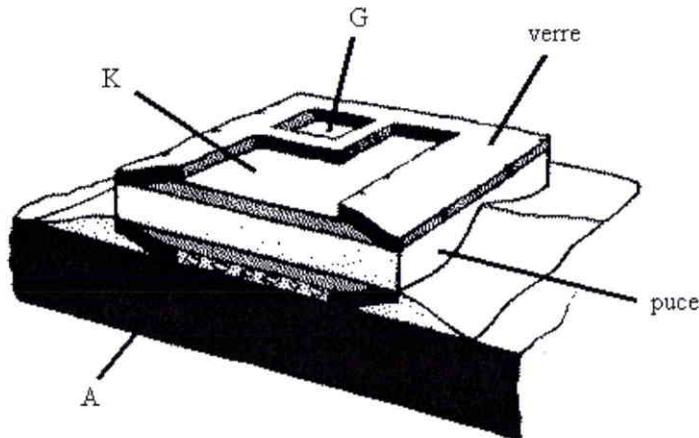


Fig. 5. Structure 3-D d'un TRIAC MESA.

A.1.2 Technologie TOP

La technologie TOP [DICE-95], appelée aussi MESA caisson, est une variante de la technologie MESA. On réalise un caisson de chaque côté du composant, ce qui prolonge la jonction P sur le côtés du composant (figure 6). Cette technologie est plus adaptée aux petits composants.

Remarque : la technologie d'isolation latérale par jonction se rapproche de celle des ASDTM mis à part les tranchées remplies de verre.

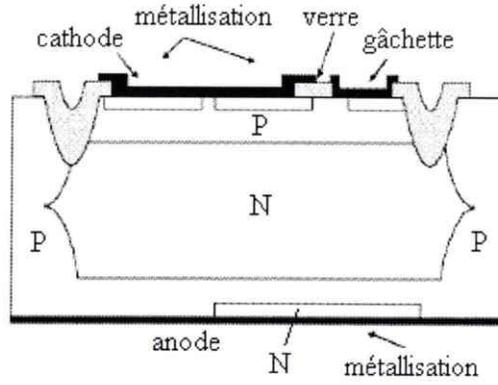


Fig. 6. TRIAC TOP-glass.

La figure 7 montre la structure tridimensionnelle d'un TRIAC TOP [BLUN-79].

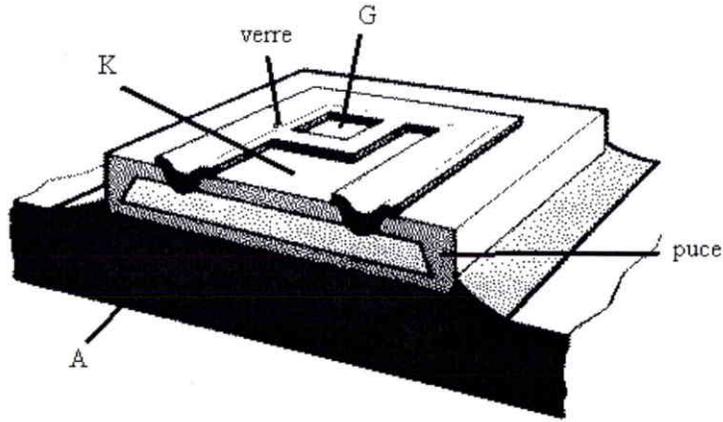


Fig. 7. Structure 3-D d'un TRIAC TOP.

La figure 8 représente la géométrie classique d'un TRIAC. Le thyristor de puissance TH1 est constitué des couches P2 N2 P1 N1. Le thyristor de puissance TH2 est constitué des couches P1 N2 P2 N3.

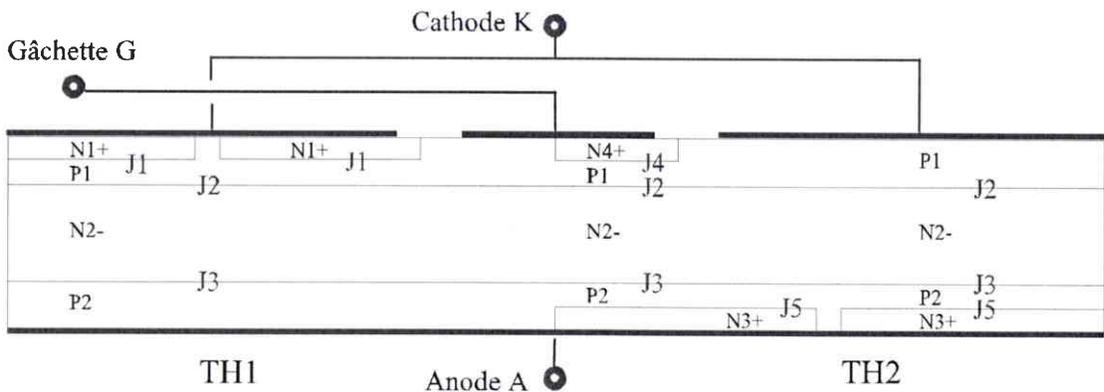


Fig. 8. Structure classique d'un TRIAC.

A.2 Caractéristiques statiques d'un TRIAC

A.2.1 Caractéristique $I_A (V_{AK})$

La courbe de la figure 9 représente la caractéristique statique d'un TRIAC que l'on obtient à l'aide d'un traceur.

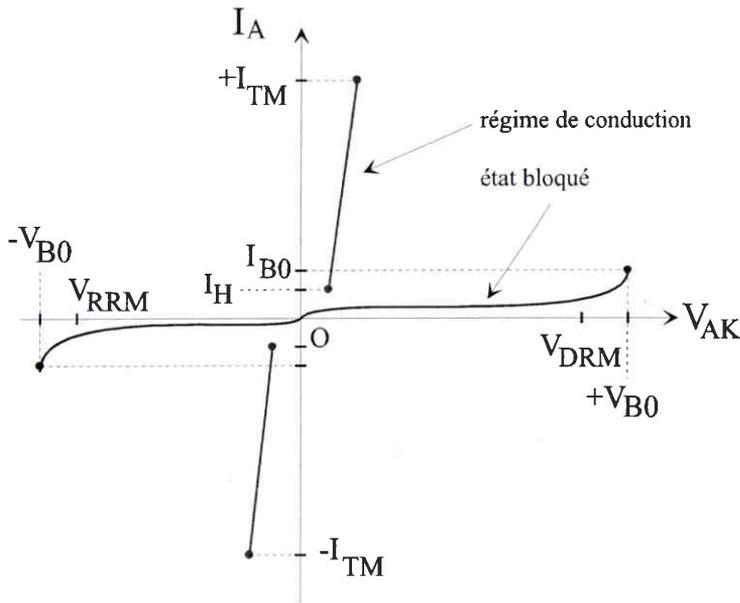


Fig. 9. Caractéristique statique $I_A (V_{AK})$.

V_{B0} est la tension de retournement (passage de l'état bloqué à l'état passant).

V_{DRM} est la tension maximale répétitive en direct sans retournement.

V_{RRM} est la tension maximale répétitive en inverse sans retournement.

I_H est le courant de maintien : courant minimal pour lequel le TRIAC reste amorcé.

Caractéristique statique bloquée

La caractéristique statique bloquée dépend du courant de fuite des jonctions qui tiennent la tension de la structure P N P N [MACK-58] [MISA-59] :

$$I_A = \frac{M \cdot I_s}{1 - M \cdot \sum \alpha} \quad \text{avec} \quad M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{AK}}{V_B} \right)^n} \quad (1)$$

M est le facteur de multiplication des porteurs libres dans la jonction qui tient la tension.

Dans le cas d'une polarisation directe $V_{AK} > 0$, la jonction J2 du thyristor TH1 tient la tension : I_s est le courant de saturation et V_B est la tension de claquage de la jonction J2, les gains α sont ceux des deux transistors N1 P1 N2 et P1 N2 P2.

Dans le cas d'une polarisation inverse $V_{AK} < 0$, la jonction J3 du thyristor TH2 tient la tension : I_S est le courant de saturation et V_B est la tension de claquage de la jonction J3, les gains α sont ceux des deux transistors P1 N2 P2 et N2 P2 N3.

Caractéristique statique passante

La chute de tension de la caractéristique statique en direct dépend de la température de jonction T, de la largeur W_{N2} de la couche N2 et de la durée de vie des porteurs minoritaires τ_p dans la couche N2 [MERC-72] [KUZM-63] :

$$V_T = \frac{kT}{q} \exp\left(\frac{W_{N2}}{L_p}\right) \text{ pour } \frac{W_{N2}}{L_p} \gg 1 \quad (2)$$

$$V_T = \frac{2kT}{q} \exp\left(\frac{W_{N2}}{2L_p}\right)^2 \text{ pour } \frac{W_{N2}}{L_p} \ll 1 \quad (3)$$

$$\text{avec } L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$$

k est la constante de Boltzmann et q est la charge de l'électron.

L_p est la longueur de diffusion des trous et D_p est le coefficient de diffusion correspondant.

La chute de tension à l'état passant mesurée à un assez fort niveau de courant constitue une méthode de détermination du rapport W_{N2}/L_p . La connaissance de l'épaisseur de la couche N2 permet d'obtenir un ordre de grandeur sur la durée de vie des trous.

La durée de vie des trous dans la couche N2 présente une importance considérable sur les caractéristiques électriques du TRIAC. Ainsi, la tenue en dV/dt en commutation est nettement accrue par la réduction de cette durée de vie, même lorsque cette réduction est relativement modeste [DUBO-73]. Parmi les méthodes de réduction de la durée de vie, on peut citer la diffusion OR [GENT-64], voire des méthodes plus sévères comme l'irradiation par électrons [SHAF-78]. L'irradiation génère des défauts dans le réseau cristallin du silicium qui induisent des centres de recombinaison-génération des porteurs.

A.2.2 Caractéristique statique $I_G(V_{GK})$

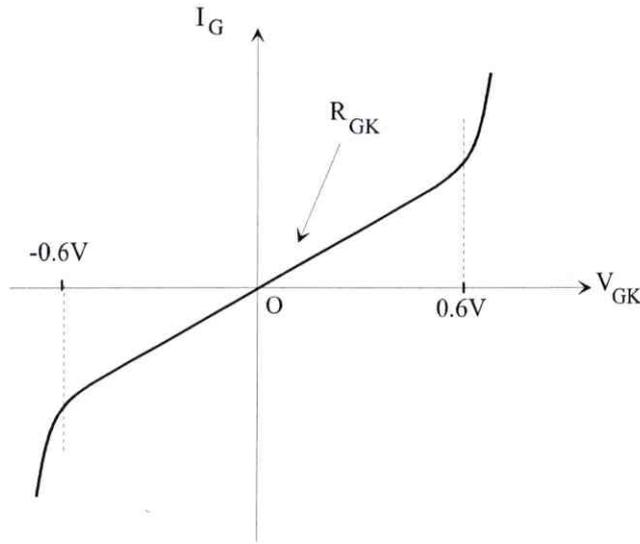


Fig. 10. Caractéristique statique $I_G(V_{GK})$.

La courbe de la figure 10 représente la caractéristique statique faible tension entre gâchette et cathode d'un TRIAC au traceur. Le circuit équivalent est constitué des deux jonctions d'émetteur en parallèle avec la résistance de court-circuit R_{GK} de la couche P1 [MERC-72] [SCRM-79].

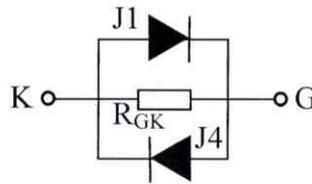


Fig. 11. Circuit équivalent de la jonction grille-cathode.

La résistance lamellaire ρ_{P1} des bases P est un des paramètres principaux influençant la tenue au dV/dt et les courants de commande. Le calcul de sa valeur est assez imprécis car il nécessite des hypothèses sur le profil de concentration de la couche P, ainsi que la connaissance de la distribution exacte des courants circulant latéralement dans ces bases [DUBO-73].

Pour un modèle donné de masque, la valeur de la résistance R_{GK} que l'on peut mesurer sur la caractéristique $I_G(V_{GK})$ est proportionnelle à la résistance lamellaire ρ_{P1} (résistance par carré Ω/\square) de la base P1.

La résistance de court-circuit peut donc s'écrire :

$$R_{GK} = \rho_{P1} \cdot K \quad (4)$$

K est un facteur géométrique sans dimension.

A.3 Amorçages par la gâchette

L'amorçage peut se faire par un courant de gâchette positif ($V_{GK}>0$) ou négatif ($V_{GK}<0$). On définit donc quatre modes d'amorçage : Q1 pour $V_{AK}>0$ et $V_{GK}>0$, Q2 pour $V_{AK}>0$ et $V_{GK}<0$, Q3 pour $V_{AK}<0$ et $V_{GK}<0$ et Q4 pour $V_{AK}<0$ et $V_{GK}>0$.

A.3.1 *Quadrant Q1 (++)*

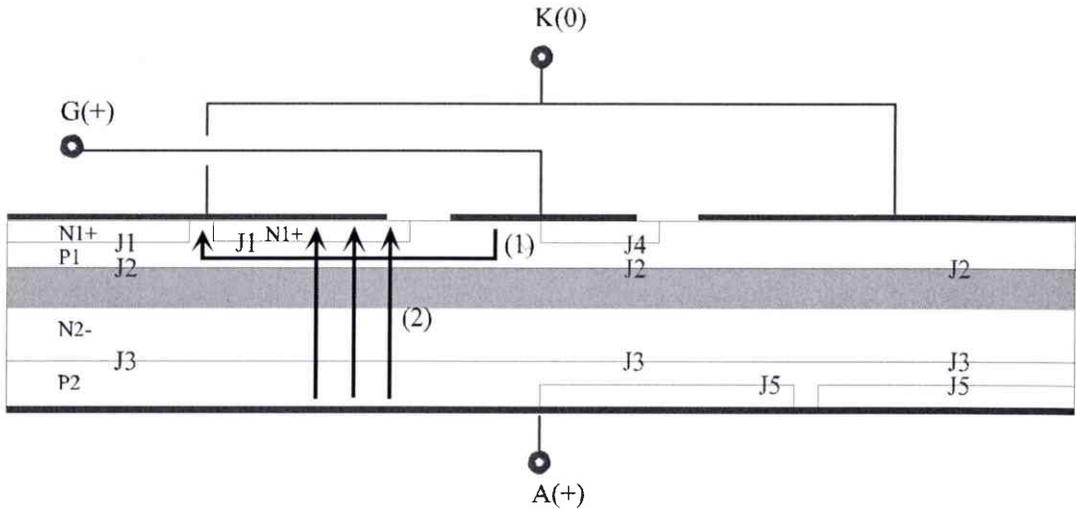


Fig. 12. Mécanisme d'amorçage d'un TRIAC dans le quadrant Q1.

Sur les schémas des structures, les flèches sont toujours orientées dans le sens conventionnel du courant.

Dans ce quadrant, le mode de déclenchement est analogue à celui d'un thyristor : la gâchette polarisée positivement fait circuler un courant de trous (1) de G vers K à travers la résistance de court-circuit R_{sh1} de la couche P1 sous N1. Cette résistance latérale amène une chute de tension qui va faire injecter la jonction J1 (2) et permettre l'amorçage du thyristor TH1. La fermeture de cette structure va permettre le passage d'un courant de l'anode vers la cathode.

Le courant de gâchette minimum nécessaire pour que le thyristor TH1 s'amorce est donné par [DUBO-73] :

$$I_{GT1} = \frac{0,7}{R_{sh1}} = \frac{0,7}{\rho_{P1} \cdot K_1} \quad (5)$$

ρ_{P1} est la résistance lamellaire de la couche P1.

K_1 est un facteur qui dépend de la géométrie de la couche P1 sous N1.

L'action de la gâchette dans ce quadrant est connue sous le nom d'amorçage conventionnel ou "conventional gate triggering".

A.3.2 *Quadrant Q2 (+-)*

La gâchette est polarisée négativement par rapport à la cathode : le courant de déclenchement (1) circule de K vers G à travers la résistance de court-circuit R_{sh2} de la couche P1 sous N4. Cette résistance latérale amène une chute de tension qui fait injecter la jonction J4 (2) et provoque l'amorçage du thyristor "pilote" N4 P1 N2 P2. Le circuit de commande de la gâchette limite le courant qui peut circuler dans le thyristor pilote, ce qui entraîne qu'une certaine partie de ce courant va rejoindre la cathode (3). La circulation de ce courant à travers la résistance de court-circuit de la couche P1 sous N1 amène une chute de tension qui fait injecter la jonction J1 (4). La fermeture du thyristor TH1 provoque l'ouverture du thyristor pilote car la résistance dynamique du thyristor pilote est beaucoup plus importante que celle du thyristor TH1.

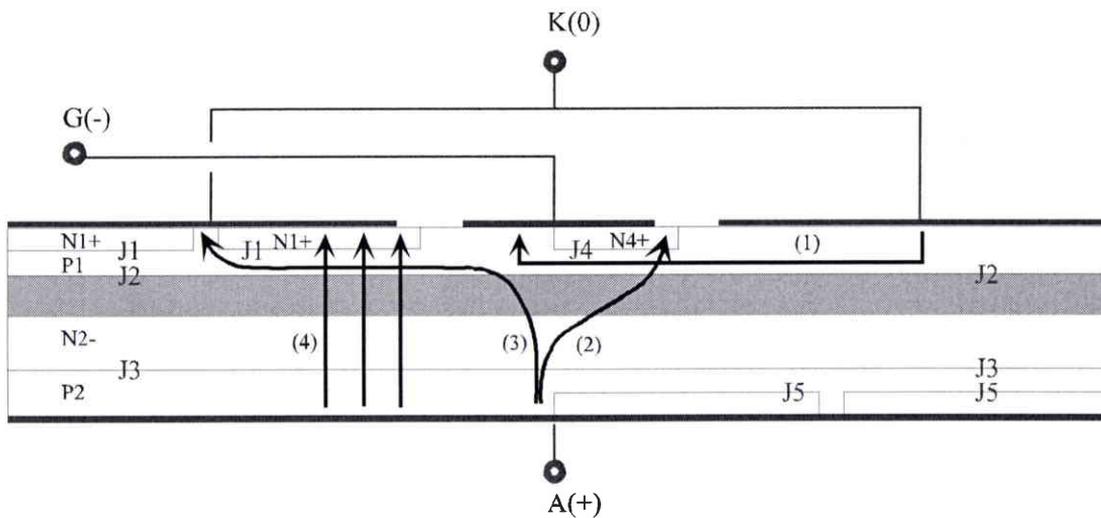


Fig. 13. Mécanisme d'amorçage d'un TRIAC dans le quadrant Q2.

Le courant de gâchette nécessaire pour que le TRIAC s'amorce dans le quadrant Q2 est [DUBO-73] :

$$I_{GT2} = \frac{0,7}{R_{sh2}} = \frac{0,7}{\rho_{P1} \cdot K_2} \quad (6)$$

K_2 est un facteur qui dépend de la géométrie de la couche P1 sous N4.

Le mécanisme de déclenchement est connu sous le nom d'amorçage par jonction de gâchette ou "junction gate triggering".

A.3.3 *Quadrant Q3 (-)*

Le courant de déclenchement (1) circule de K vers G à travers la résistance de court-circuit R_{sh2} de la couche P1 sous N4. Cette résistance amène une chute de tension qui fait injecter

la jonction J4 (2). Ce courant d'électrons va servir de courant de base au transistor P1 N2 P2 qui va fournir le courant (3) nécessaire à la polarisation de la jonction J5. Le courant (3) circule à travers la résistance de court-circuit R_{sh3} de la couche P2 sous N3 et fait injecter la jonction J5 (4). Le courant principal va alors circuler à travers le thyristor TH2.

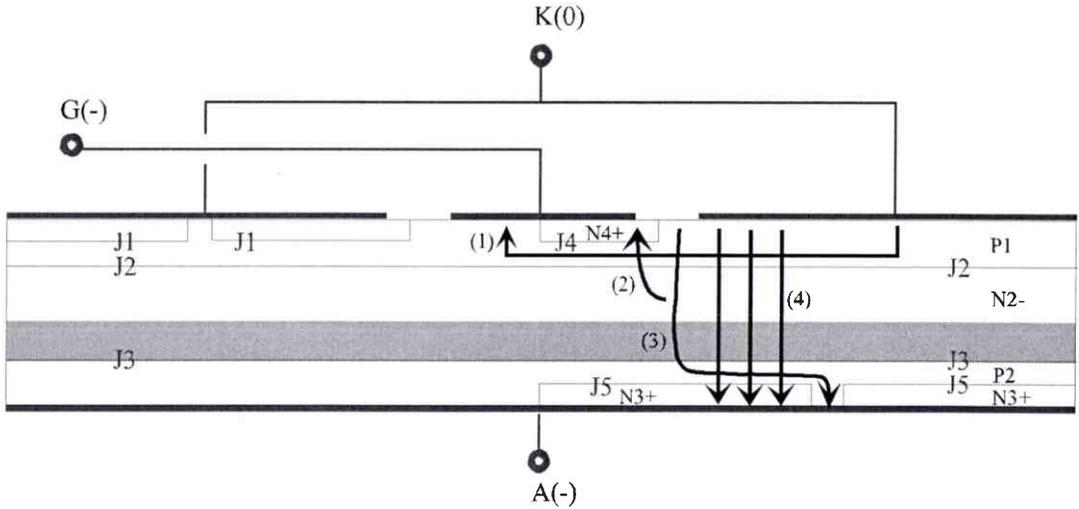


Fig. 14. Mécanisme d'amorçage d'un TRIAC dans le quadrant Q3.

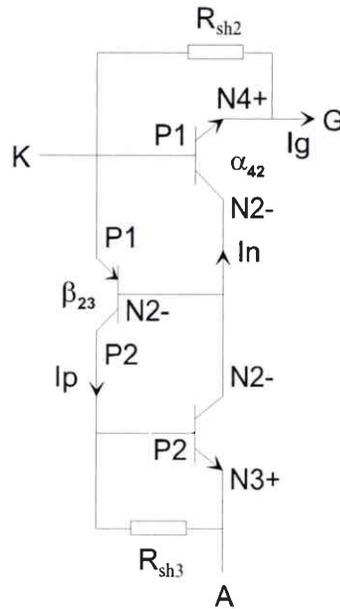


Fig. 15. Circuit équivalent du TRIAC dans le quadrant Q3.

A partir du circuit équivalent du TRIAC dans ce quadrant, nous pouvons donner l'expression du courant de gâchette nécessaire pour provoquer l'amorçage [DUBO-73] :

$$I_{GT3} = I_{GT2} + \frac{0,7}{R_{sh3} \cdot \beta_{23} \cdot \alpha_{42}} = I_{GT2} + \frac{0,7}{\rho_{P2} \cdot K_3 \cdot \beta_{23} \cdot \alpha_{42}} \quad (7)$$

β_{23} est le gain du transistor P1 N2 P2 (jonctions J2 et J3).

α_{42} est le gain du transistor N4 P1 N2 (jonctions J4 et J2).

K_3 est un facteur qui dépend de la géométrie de la couche P2 sous N3.

ρ_{P2} est la résistance lamellaire de la couche P2.

La durée de vie des trous dans le substrat N2 ainsi que l'épaisseur de cette région ont une grande importance sur la sensibilité du TRIAC dans le quadrant Q3; en effet, le β_{23} peut être approché par :

$$\beta_{23} = \frac{1}{\text{ch}\left(\frac{W_{N2}}{L_p}\right) - 1} \tag{8}$$

Une diminution du rapport W_{N2}/L_p entraîne une augmentation du β_{23} qui provoque une chute de la sensibilité dans le quadrant Q3, sans avoir d'incidence sur les sensibilités des quadrants Q1 et Q2 [MERC-72] [DUBO-73].

Le mécanisme d'amorçage dans le quadrant Q3 est connu sous divers noms : fonctionnement en β_{23} , fonctionnement par gâchette éloignée ou "remote gate".

A.3.4 *Quadrant Q4 (-+)*

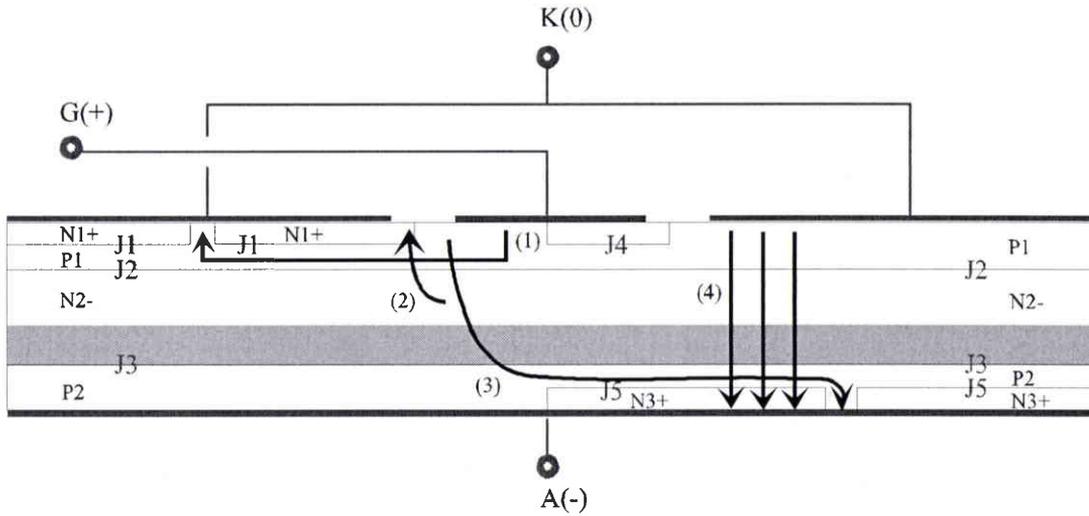


Fig. 16. Mécanisme d'amorçage d'un TRIAC dans le quadrant Q4.

Le courant de déclenchement (1) circule de G vers K à travers la résistance de court-circuit R_{sh1} de la couche P1 sous N1. Cette résistance amène une chute de tension qui fait injecter la jonction J1 (2). Ce courant d'électrons va servir de courant de base au transistor P1 N2 P2 qui va fournir le courant (3) nécessaire à la polarisation de la jonction J5. Le courant (3) circule à

travers la résistance de court-circuit R_{sh4} de la couche P2 sous N3 et fait injecter la jonction J5 (4). Le courant principal va alors circuler à travers le thyristor TH2.

Le courant de gâchette nécessaire pour l'amorçage dans le quadrant Q4 est [DUBO-73] :

$$I_{GT4} = I_{GT1} + \frac{0,7}{R_{sh4} \cdot \beta_{23} \cdot \alpha_{12}} = I_{GT1} + \frac{0,7}{\rho_{P2} \cdot K_4 \cdot \beta_{23} \cdot \alpha_{12}} \quad (9)$$

α_{12} est le gain du transistor N1 P1 N2 (jonctions J1 et J2).

K_4 est un facteur qui dépend de la géométrie de la couche P2 sous N3. Le facteur K_4 est différent de K_3 car la distribution latérale des courants est différente.

A cause de la similitude avec le mécanisme de déclenchement dans le quadrant Q3, le fonctionnement dans le quadrant Q4 correspond également à une commande par gâchette éloignée. Ce mode d'amorçage est le moins sensible, et la plupart des TRIACs ne sont pas utilisés dans ce quadrant. Certains TRIACs, connus sous le nom de TRIACs logiques, sont complètement insensibles au signal de gâchette dans ce mode. Ils se comportent comme des TRIACs en présence d'un courant de gâchette négatif et comme des thyristors avec un courant de gâchette positif [CORN-80].

A.4 Amorçages par dV/dt

A.4.1 dV/dt statique

Une montée trop brusque de la tension aux bornes (A et K) d'un TRIAC peut provoquer un amorçage intempestif de celui-ci. Si l'amorçage par dV/dt ne constitue pas la commande de base d'un TRIAC, il peut en revanche être responsable de dégradations ou même de destruction après fermeture. Ce type d'amorçage intempestif se rencontre pour des TRIACs opérant sur le secteur, où il n'est pas rare de rencontrer des pics parasites de tension.

Lorsqu'un TRIAC est bloqué et que l'anode voit un potentiel positif s'installer, les jonctions J1 et J3 sont polarisées en direct tandis que J2 est en inverse. Pour satisfaire l'équation de Poisson et permettre à la tension d'augmenter entre les limites de J2, les charges mobiles sont chassées du voisinage de cette jonction. Ainsi, les électrons chassés se déplacent vers J3 tandis qu'une quantité égale de trous se dirige vers J1. Ce courant de trous va d'abord atteindre la cathode par les trous de court-circuit. Sous l'effet du courant dans la région P1 une chute de tension latérale le long de la région N1 va apparaître et polariser en direct les jonctions J1 (figure 17).

A partir de cette description phénoménologique du déclenchement par application d'un gradient de tension, nous pouvons donner une analogie circuit qui conduit à une expression

semblable à la relation 11. Nous savons, en effet, que la zone de charge d'espace (ZCE) d'une jonction PN peut être assimilée à un condensateur plan dont la capacité par unité de surface est donnée par l'équation 10.

$$C_{J2} = \frac{\epsilon_s}{W_{J2}} \quad (10)$$

où ϵ_s est la permittivité du matériau et W_{J2} est la largeur de la ZCE de J2.

Le dV/dt critique peut être donné par [BALI-96] :

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_c = \frac{0,7}{\rho_{P1} \cdot C_{J2} \cdot A_s} \quad (11)$$

ρ_{P1} est la résistance lamellaire de la région P1.

A_s est un facteur géométrique qui dépend de la position et du nombre de trous de court-circuit. Ce facteur diminue lorsque le nombre de trous de court-circuit augmente.

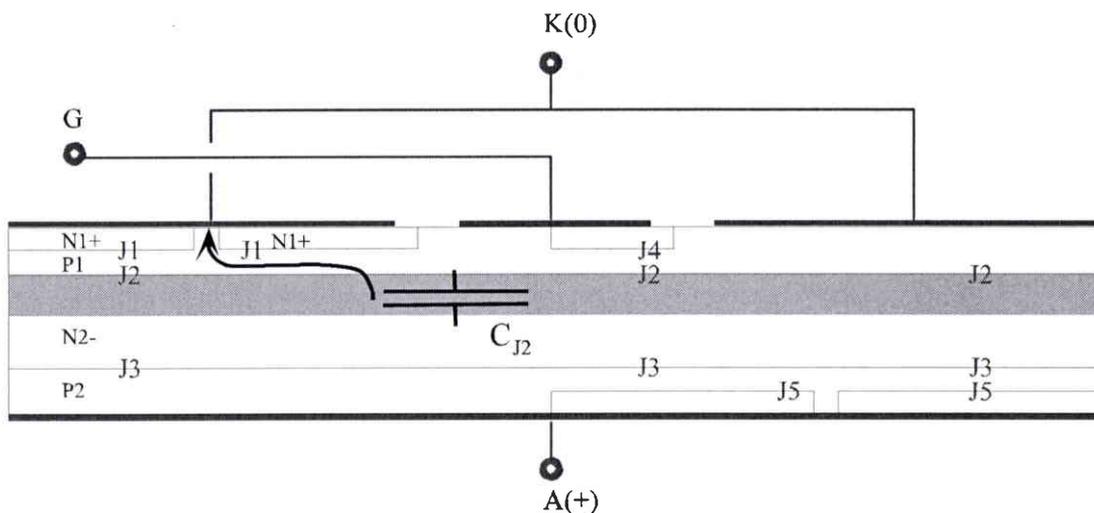


Fig. 17. Principe de l'amorçage par dV/dt .

On voit donc que pour augmenter la tenue en dV/dt , on peut soit diminuer la résistance par carré, soit augmenter le nombre de trous de court-circuit de la couche P1 de la cathode.

A.4.2 dV/dt en commutation

On considère le TRIAC initialement à l'état passant. Il existe une certaine distribution de charges stockées dans les bases des deux transistors du thyristor qui conduit. Si on polarise brusquement le dispositif dans le sens opposé bloquant, les charges stockées doivent disparaître lors de la commutation. Une partie de ces charges est évacuée par le courant circulant, le reste

diminue par recombinaison. La durée de vie des porteurs dans la région N2 a donc une importance capitale sur le dV/dt en commutation [CHAN-81].

A.5 Amorçage par retournement

Le retournement des TRIACs est un amorçage provoqué par une tension élevée qui fait passer la jonction, qui tient la tension de blocage, en avalanche; il s'ensuit une montée du courant qui, si la charge le permet, fera passer le TRIAC en régime de conduction.

Dans le cas où l'anode voit un potentiel positif, la jonction J2 fortement polarisée en inverse a un courant de fuite qui provient de la génération de paires électrons-trous dans la zone de déplétion. Des électrons vont être injectés depuis J2 dans la couche N2 et des trous dans la couche P1. En augmentant la polarisation de J2, de plus en plus de trous vont être injectés dans la région P1. Ce courant de trous circule à travers les résistances de court-circuit de la région P1 sous N1 et amène une chute de tension au niveau des jonctions J1. Lorsque les jonctions J1 sont fortement polarisées en direct, il y a amorçage du thyristor par retournement.

La différence de potentiel appliquée sur les jonctions J1 est donnée par [BALI-96] :

$$V_{J1} = \rho_{P1} \cdot J_{J2} \cdot A_s \quad (12)$$

J_{J2} est la densité du courant de fuite de la jonction J2, qui augmente avec V_{AK} .

Le retournement apparaît quand $V_{J1} = 0,7$ V. Il faut donc diminuer la résistance lamellaire et/ou diminuer le facteur géométrique pour améliorer la tenue au retournement du TRIAC.

A.6 Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q2

Les simulations de la fermeture dans Q2 des figures 18 et 19 représentent la décharge du condensateur du CALC à travers la résistance du CALC et la structure du TRIAC. Le TRIAC est commandé par une impulsion de gâchette.

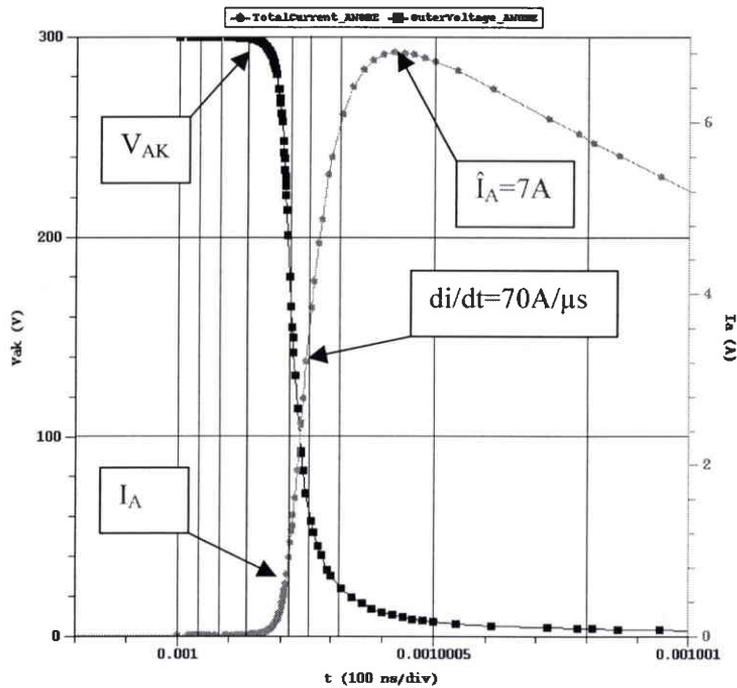


Fig. 18. Simulation de la fermeture $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ dans le quadrant Q2.

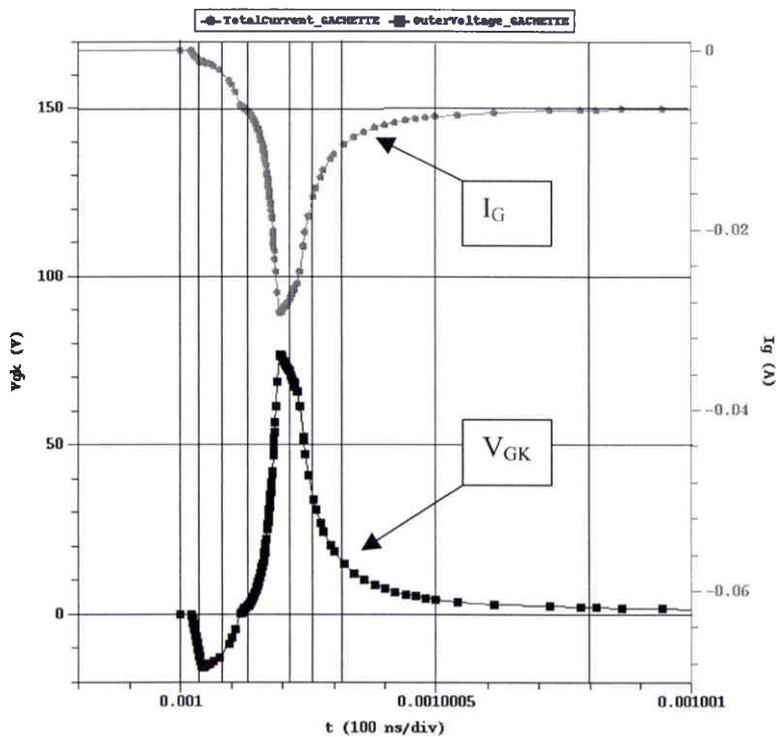


Fig. 19. Simulation de la fermeture $I_G(t)$ et $V_{GK}(t)$ dans le quadrant Q2.

$t = 1 \text{ ms} + 40 \text{ ns}$:

Une polarisation $V_G = -20 \text{ V}$ est appliquée à travers R_g entre la gâchette et la cathode. Cette polarisation négative provoque un déplacement des porteurs majoritaires (trous) de la cathode vers la gâchette dans la couche P1. Ce courant de trous (figure 20) polarise la jonction J1 en inverse et la jonction J4 en direct. On constate sur la figure 21 que la jonction J4 commence à injecter des électrons qui diffusent dans P1 et se stockent localement dans le substrat. La charge stockée dans le substrat n'est pas suffisante pour provoquer un effondrement de la zone de charge d'espace (figure 23).

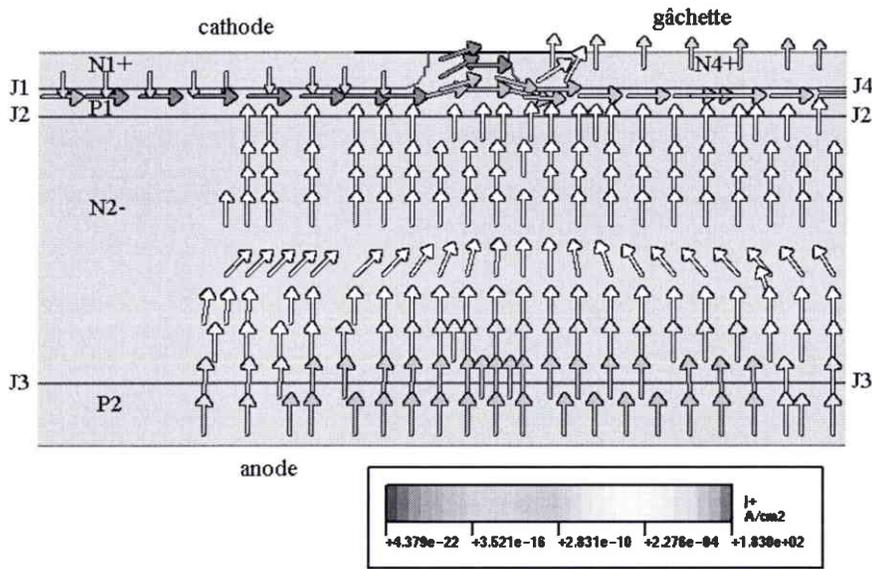


Fig. 20. Densité de courant de trous.

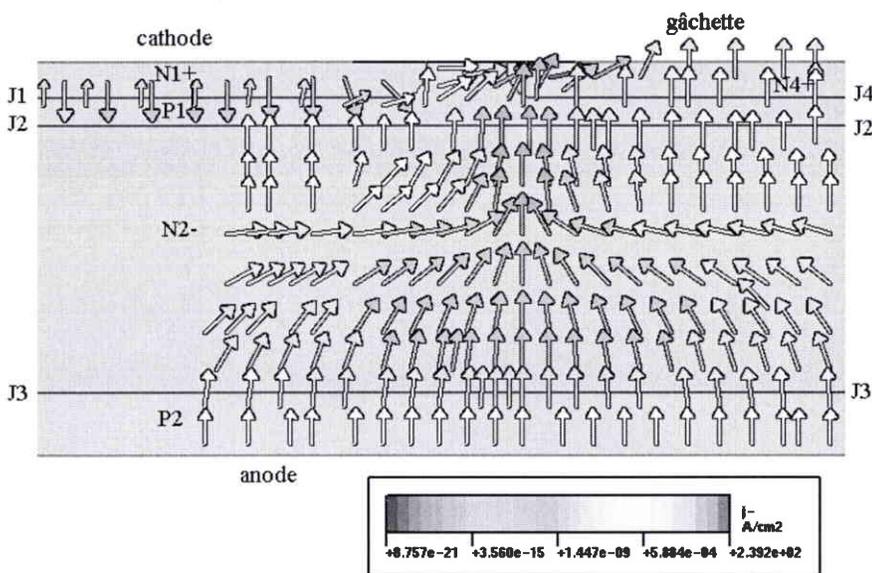


Fig. 21. Densité de courant d'électrons.

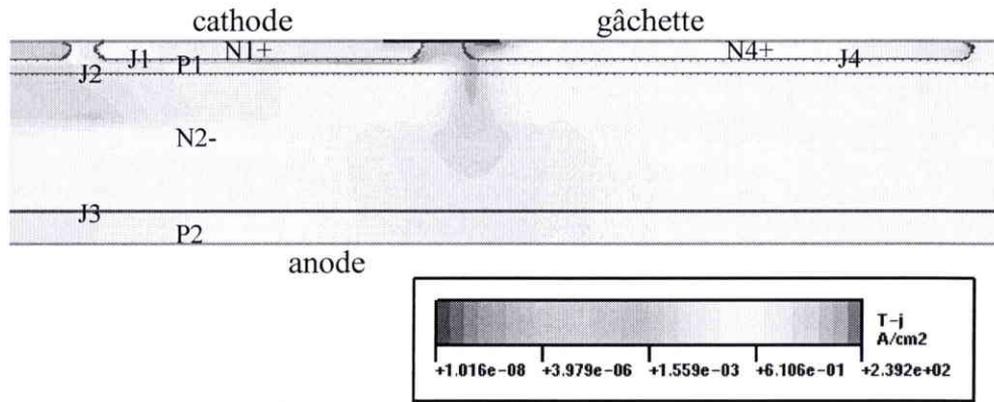


Fig. 22. Densité totale de courant.

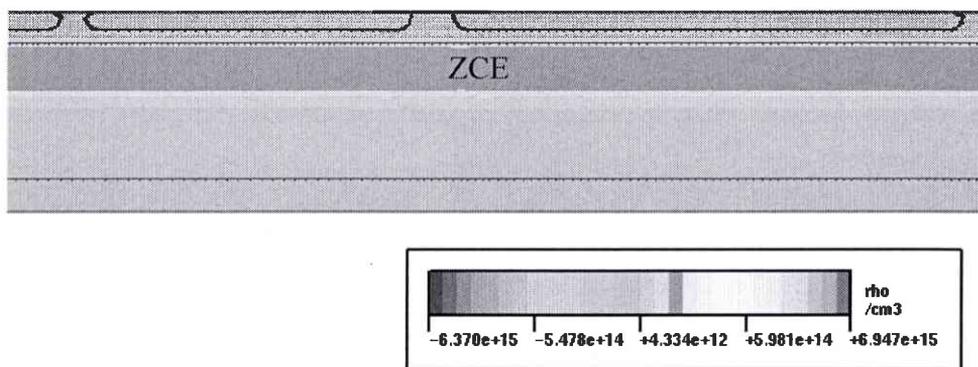


Fig. 23. Zone de charge d'espace.

$A t = 1 \text{ ms} + 80 \text{ ns} :$

La charge stockée localement dans la région N2 devient suffisante pour provoquer un effondrement local de la ZCE des jonctions J2 et J3 sous J4 (figure 27). La jonction J3 se met alors à injecter une quantité importante de trous (figure 24) qui diffusent dans N2 et atteignent la région P1. Une partie de ces trous va s'ajouter au courant de gâchette initial et polariser plus fortement la jonction J4. Cette jonction injecte alors une quantité plus importante d'électrons dans N2 (figure 25). Ce phénomène provoque une augmentation de la charge stockée dans la base par rétroaction entre les électrons et les trous : le thyristor pilote s'amorce.

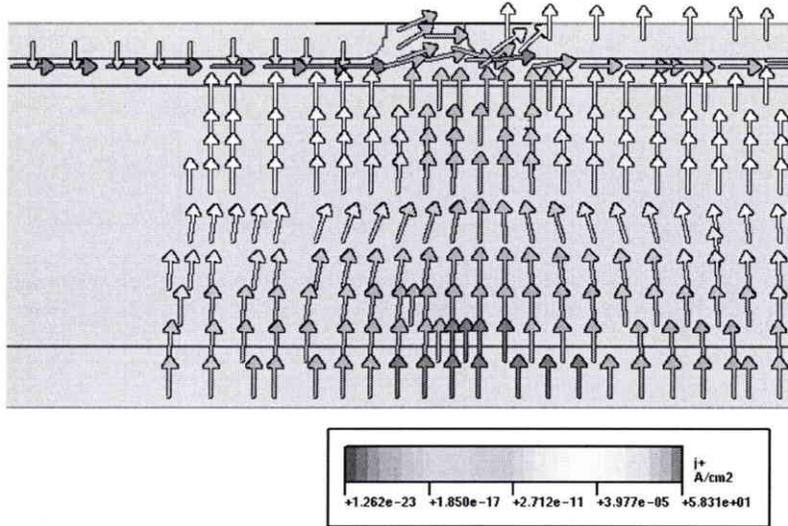


Fig. 24. Densité de courant de trous.

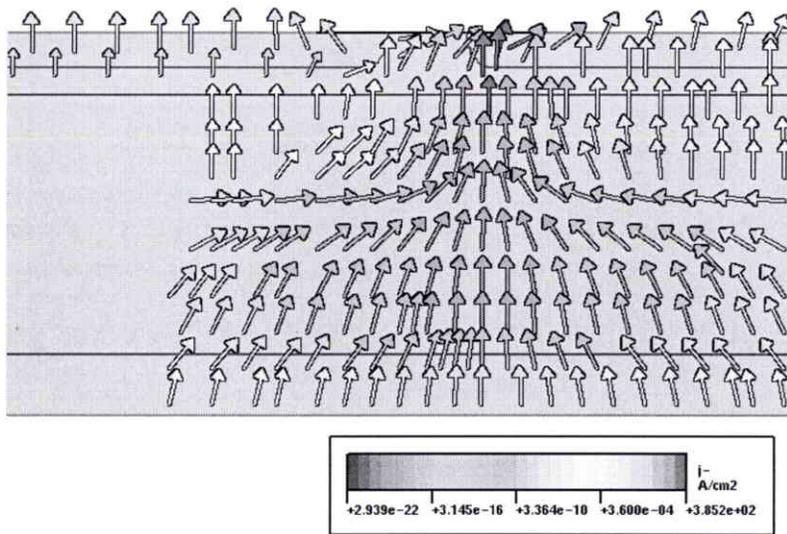


Fig. 25. Densité de courant d'électrons.

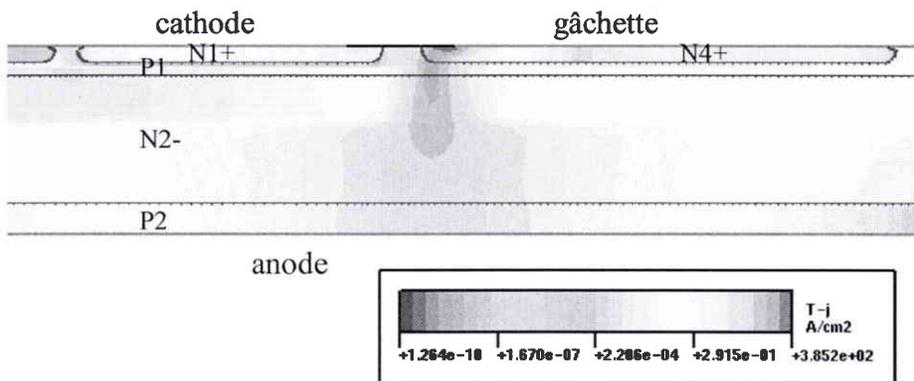


Fig. 26. Densité totale de courant.

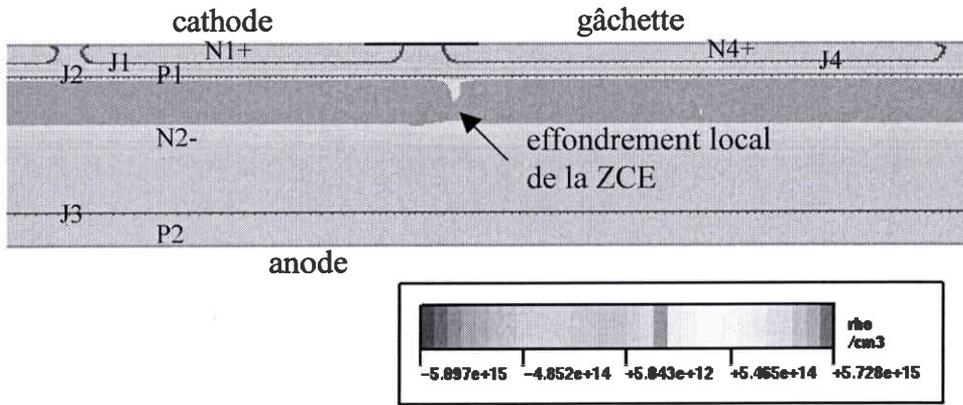


Fig. 27. Zone de charge d'espace.

$A t = 1 \text{ ms} + 140 \text{ ns} :$

La jonction J3 injecte un courant de trous qui se sépare en trois: une partie se recombine dans la région N4, une seconde partie rejoint la gâchette par la résistance latérale de P1 sous N4, et une troisième partie rejoint la cathode par la résistance latérale de P1 sous N1 (figure 28). Cette dernière contribution polarise la jonction J1 en direct localement.

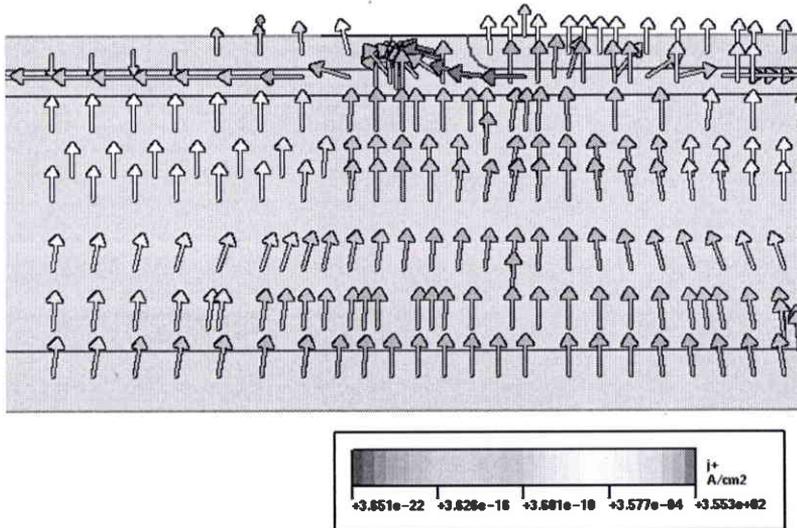


Fig. 28. Densité de courant de trous.

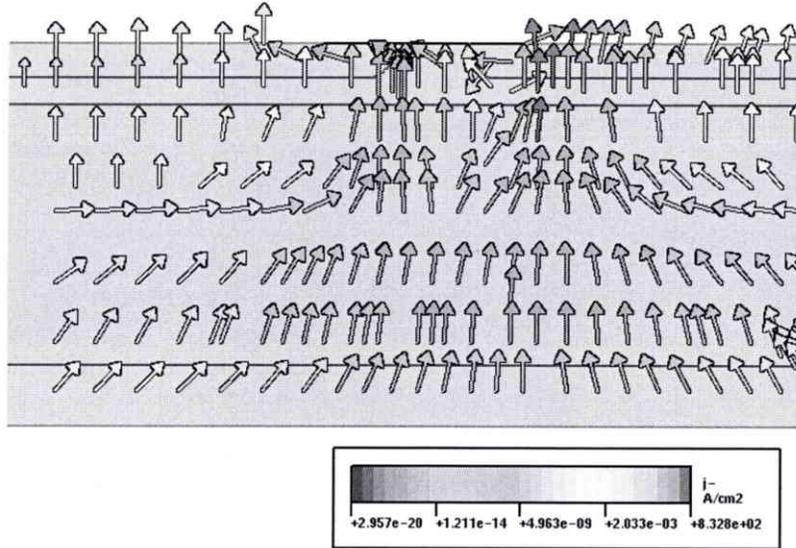


Fig. 29. Densité de courant d'électrons.

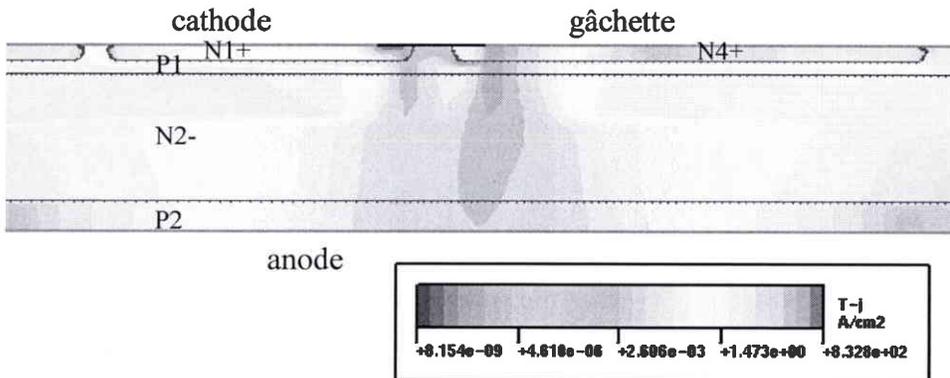


Fig. 30. Densité totale de courant.

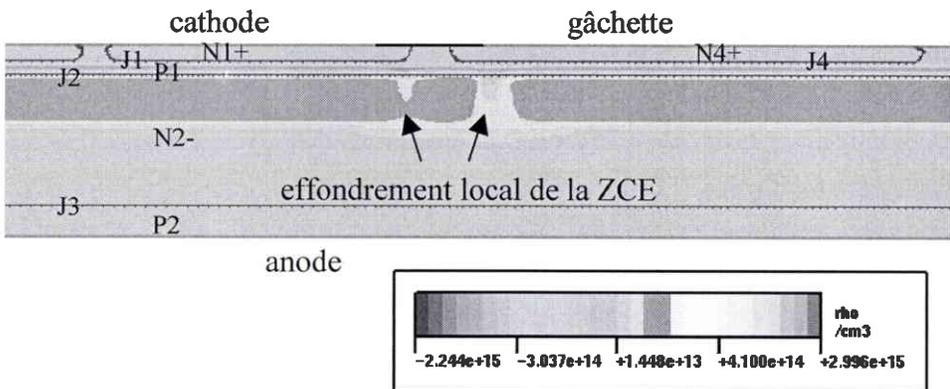


Fig. 31. Zone de charge d'espace.

La jonction J1 injecte des électrons qui se stockent dans la région N2 (figure 29). Cette charge stockée provoque l'effondrement local des ZCE des jonctions J2 et J3 sous J1 (figure 31).

Le thyristor de puissance commence à s'amorcer. Le champ électrique reste toujours confiné dans la ZCE de la jonction J2 (figure 32).

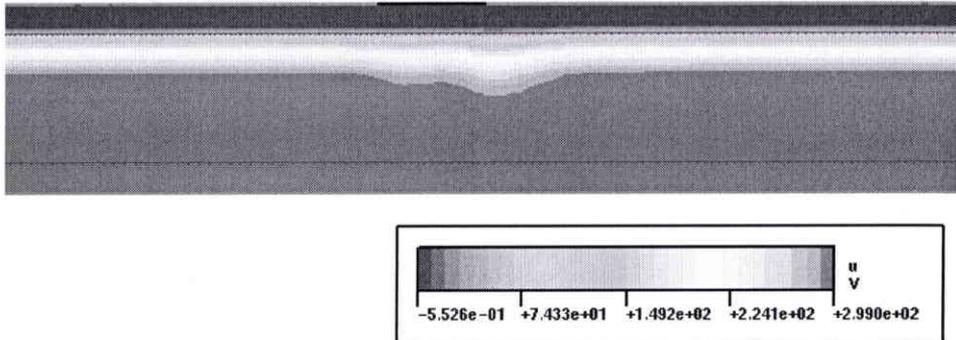


Fig. 32. Equipotentiels.

$A t = 1 \text{ ms} + 220 \text{ ns} :$

La fermeture du thyristor de puissance entraîne la circulation d'un fort courant d'électrons et de trous entre la cathode et l'anode (figures 33 et 34). Le thyristor pilote se désamorce car le thyristor de puissance offre une impédance dynamique plus faible que le thyristor pilote, les électrons et trous du thyristor pilote ont tendance à se déplacer vers le thyristor de puissance.

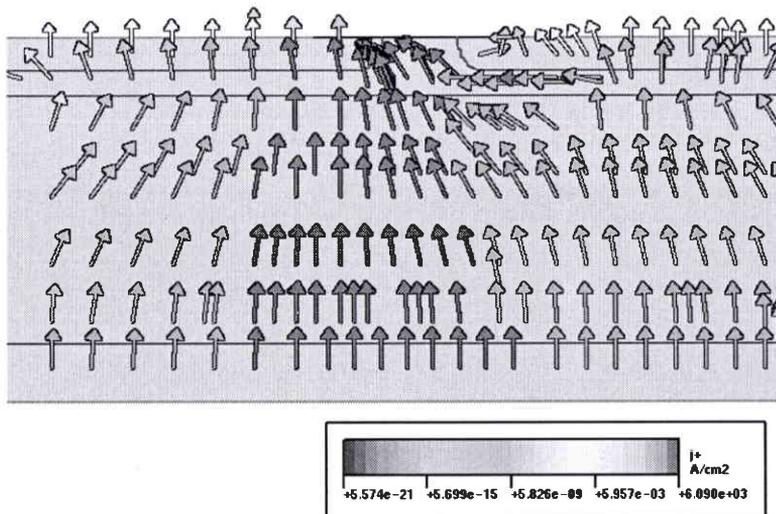


Fig. 33. Densité de courant de trous.

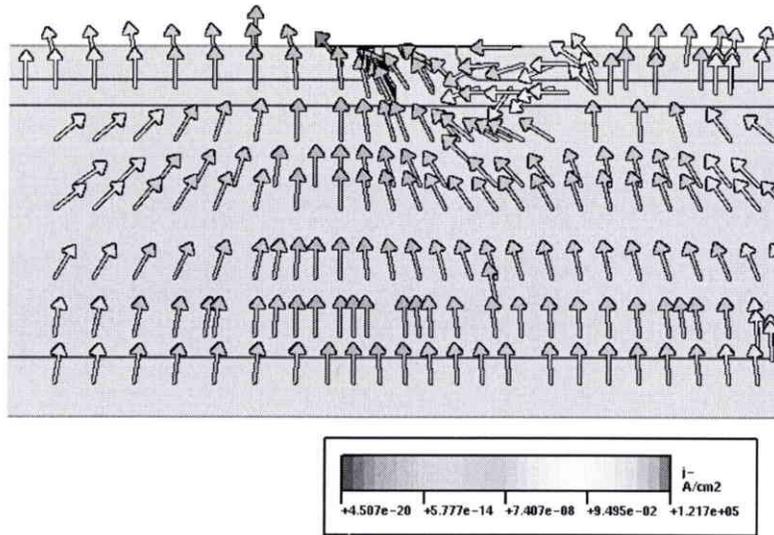


Fig. 34. Densité de courant d'électrons.

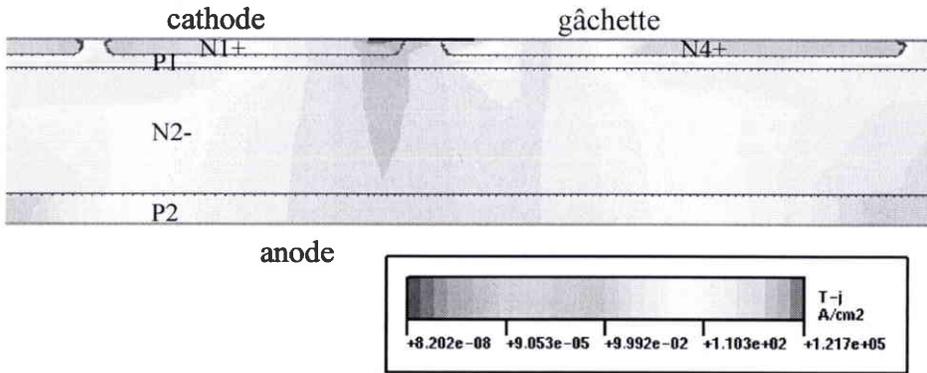


Fig. 35. Densité totale de courant.

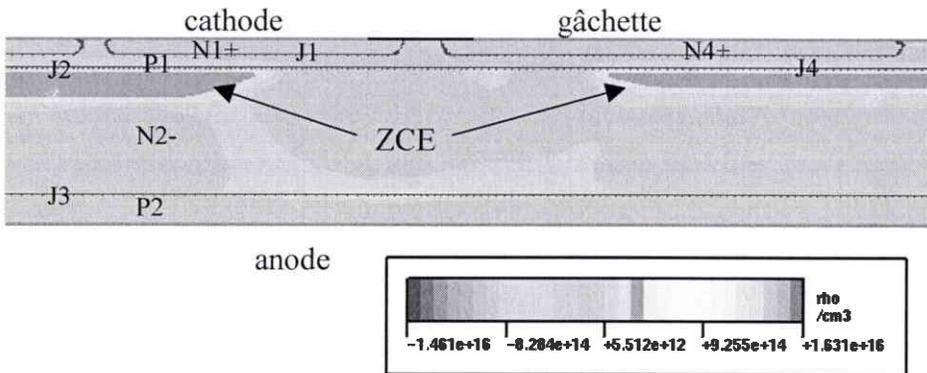


Fig. 36. Zone de charge d'espace.

Une forte densité de courant totale traverse une petite surface appelée la zone primaire de fermeture du thyristor de puissance (figure 35). Il se stocke une grande quantité de charges dans la région N2, ce qui provoque un effondrement important de la jonction J2 (figure 36). Cet

effondrement entraîne d'une part une diminution de la différence de potentiel entre anode et cathode, et d'autre part une extension du champ électrique de la ZCE dans la région N2 et sur la gâchette (figure 37). Cette extension des équipotentielles de la ZCE sur la gâchette provoque une surtension positive sur la gâchette : c'est le phénomène du "kick back" [FORS1-00].

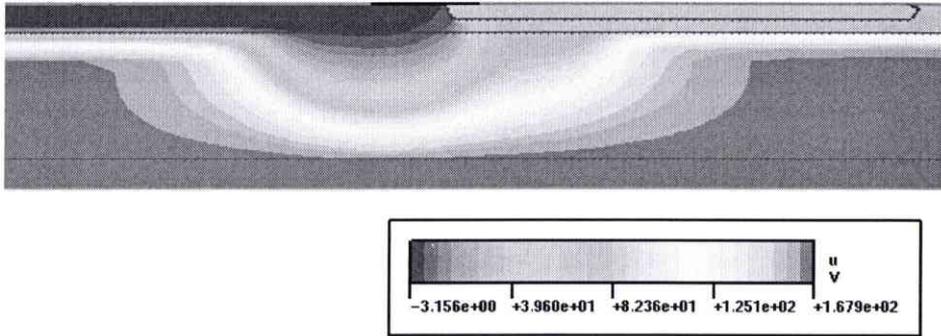


Fig. 37. Equipotentielles.

$A t = 1 \text{ ms} + 260 \text{ ns} :$

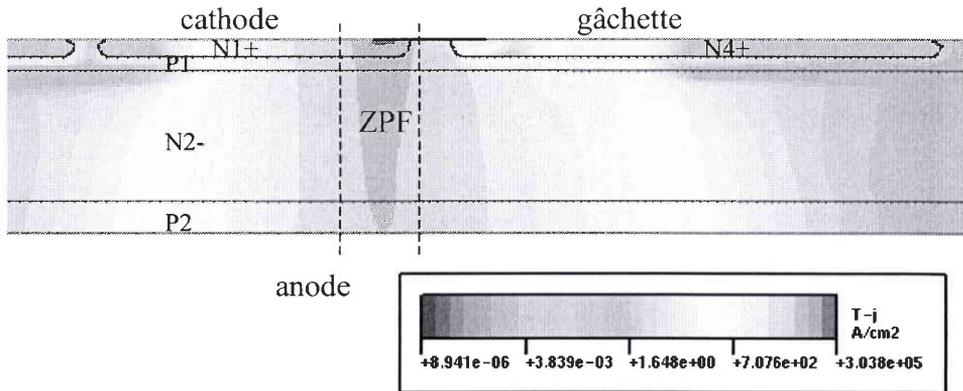


Fig. 38. Densité totale de courant.

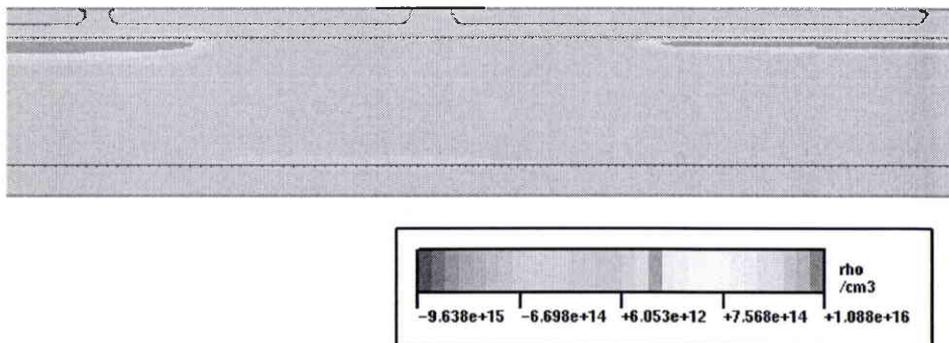


Fig. 39. Zone de charge d'espace.

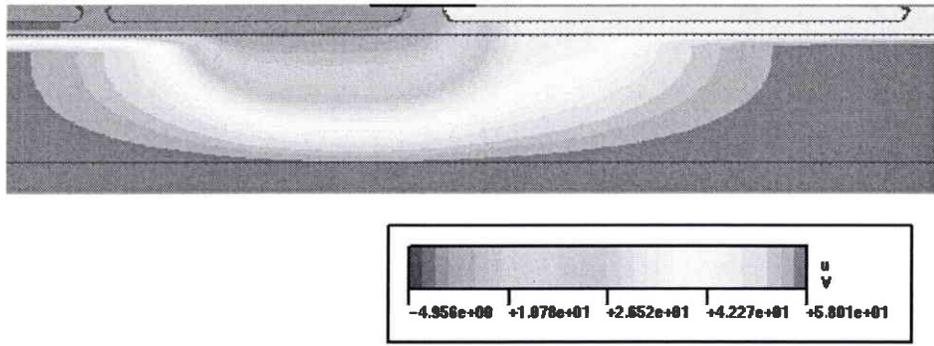


Fig. 40. Equipotentielles.

La densité de courant qui traverse la ZPF continue à augmenter (figure 38) et la ZCE continue à s'effondrer (figure 39).

A t = 1 ms + 320 ns :

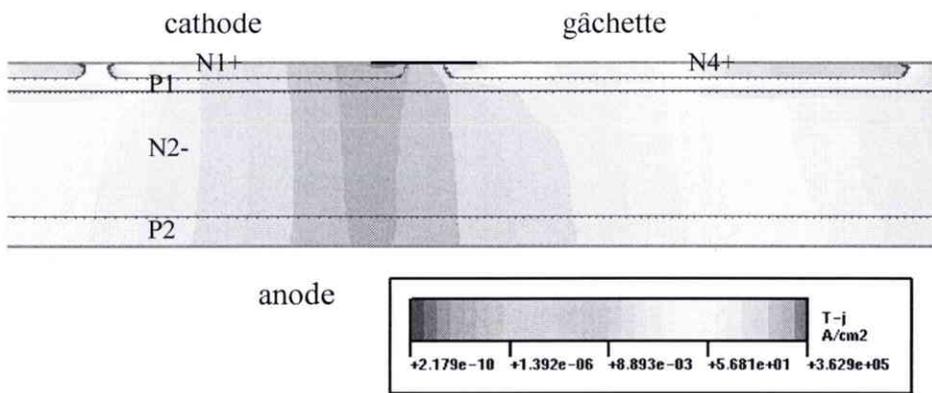


Fig. 41. Densité totale de courant.

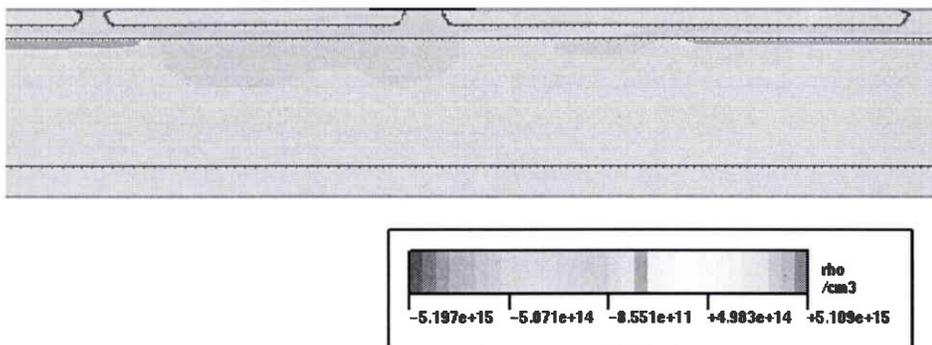


Fig. 42. Zone de charge d'espace.

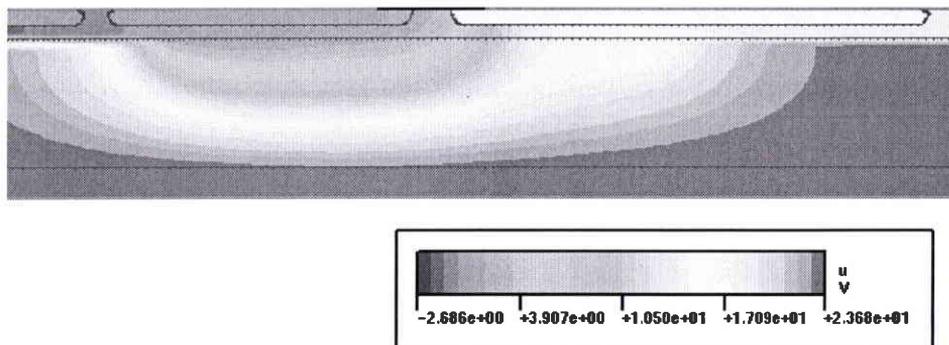
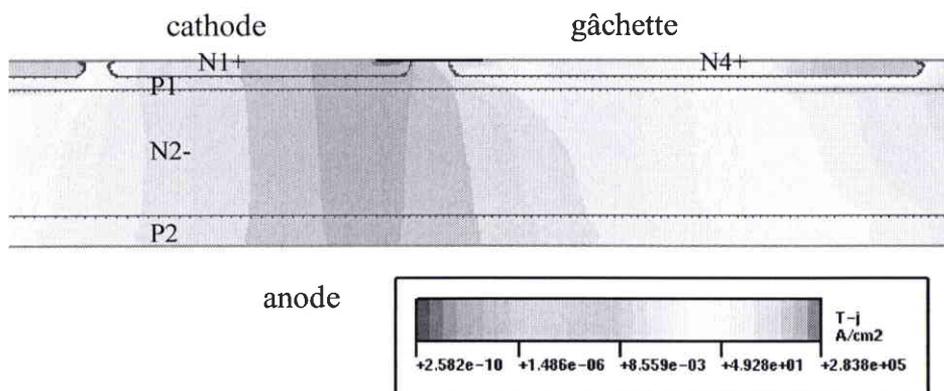
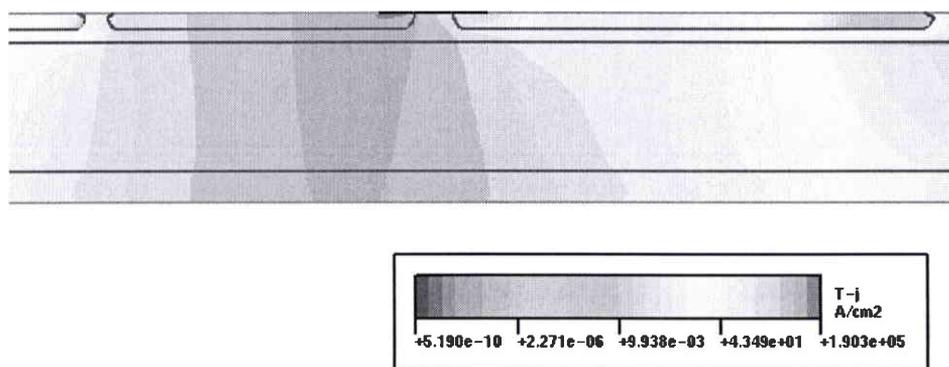


Fig. 43. Equipotentielles.

Le plasma d'électrons et de trous commence à se propager dans le thyristor de puissance (figure 41). Les lignes de champ disparaissent avec l'effondrement de la ZCE (figure 42), ce qui entraîne que le potentiel appliqué sur la gâchette diminue (figure 43).

Pour $t > 1 \text{ ms} + 320 \text{ ns}$:

Fig. 44. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 500 \text{ ns}$.Fig. 45. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 800 \text{ ns}$.

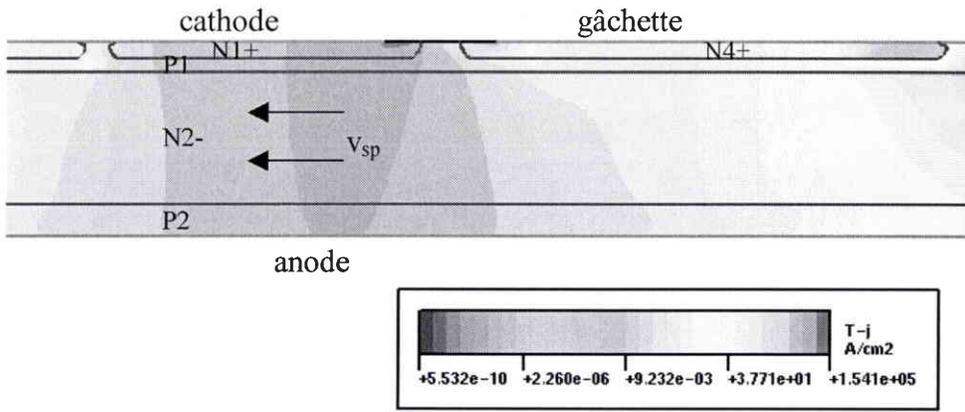


Fig. 46. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 1000 \text{ ns}$.

Le plasma se propage avec une vitesse de propagation d'environ $v_{sp} = 200 \text{ } \mu\text{m}/\mu\text{s}$. Cette valeur est à comparer à celles données dans la littérature qui se situent entre 100 et 1000 $\mu\text{m}/\mu\text{s}$ [SOMO-69] [ARNO-92].

A.7 Mécanisme de fermeture par la gâchette avec fort di/dt dans le quadrant Q3

Les simulations de la fermeture dans Q3 des figures 47 et 48 représentent la décharge du condensateur du CALC à travers la résistance du CALC et la structure du TRIAC. Le TRIAC est amorcé par une impulsion de gâchette.

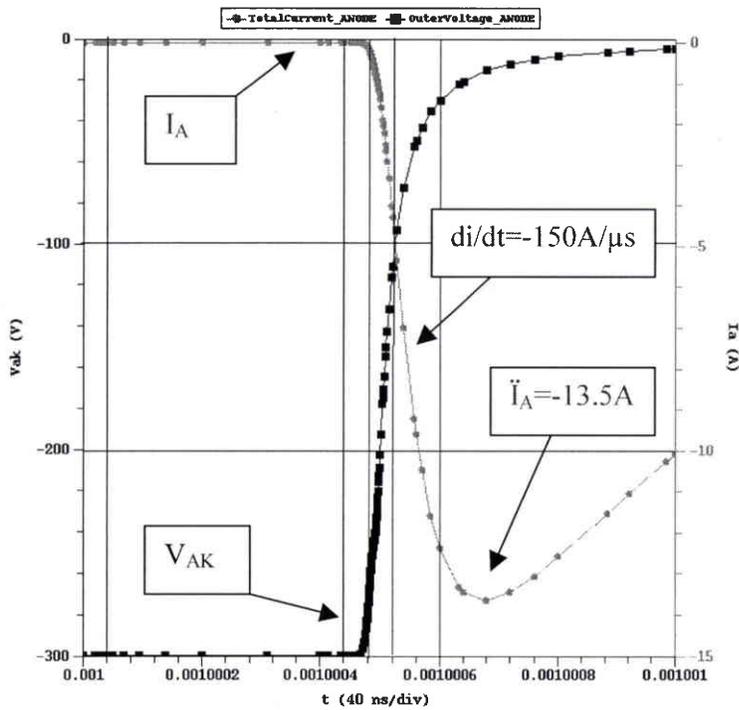


Fig. 47. Simulation de la fermeture $I_A(t)$ et $V_{AK}(t)$ dans le quadrant Q3.

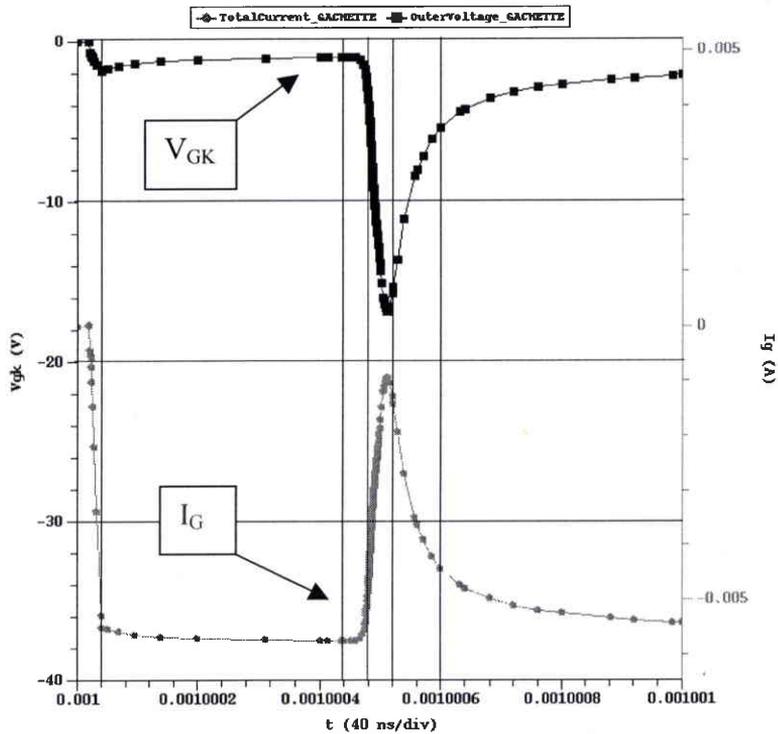


Fig. 48. Simulation de la fermeture $I_G(t)$ et $V_{GK}(t)$ dans le quadrant Q3.

$A t = 1 \text{ ms} + 40 \text{ ns} :$

Une impulsion $V_G = -20 \text{ V}$ est appliquée sur le circuit de commande (résistance R_g et la gâchette). Il apparaît une polarisation négative entre la gâchette et la cathode $V_{GK} = -2 \text{ V}$.

$A t = 1 \text{ ms} + 150 \text{ ns} :$

Cette polarisation négative provoque un déplacement des porteurs majoritaires (trous) de la cathode vers la gâchette dans la couche P1. Ce courant de trous polarise la jonction J4 en direct.

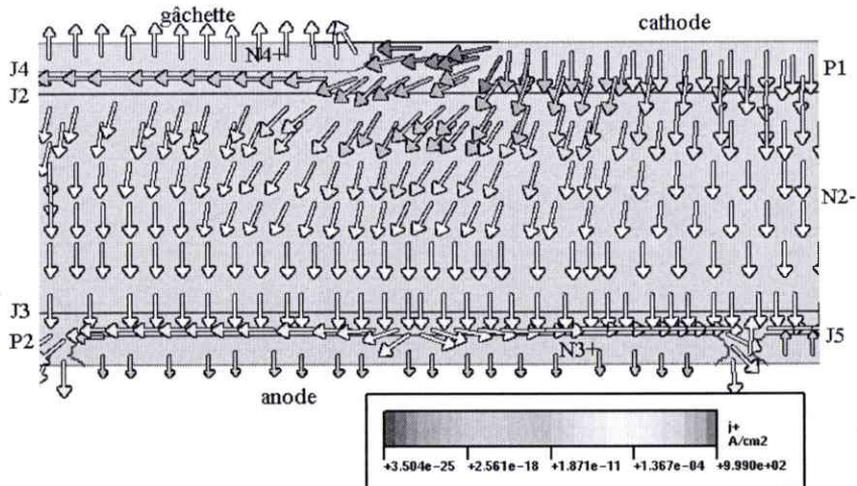


Fig. 49. Densité de courant de trous.

On constate sur la figure 50 que la jonction J4 commence à injecter des électrons qui diffusent dans P1 et se stockent localement dans le substrat N2-. La charge stockée n'est pas suffisante pour provoquer un effondrement de la zone de charge d'espace de J3. Cependant, les électrons injectés par J4 vont servir de courant de base au transistor P1 N2 P2.

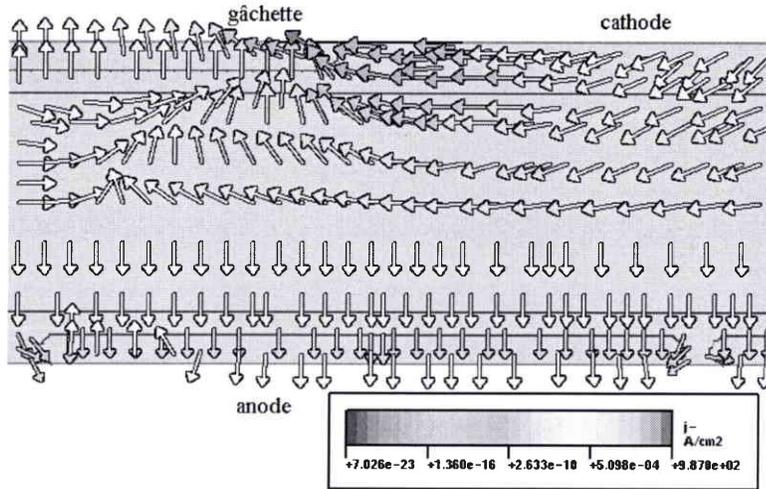


Fig. 50. Densité de courant d'électrons.

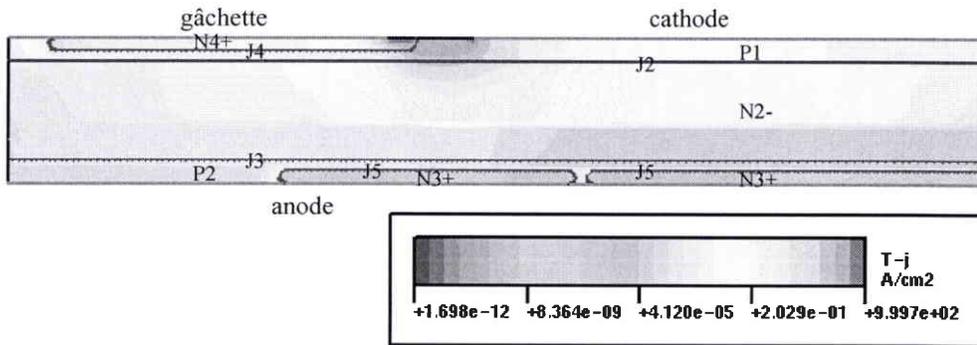


Fig. 51. Densité totale de courant.

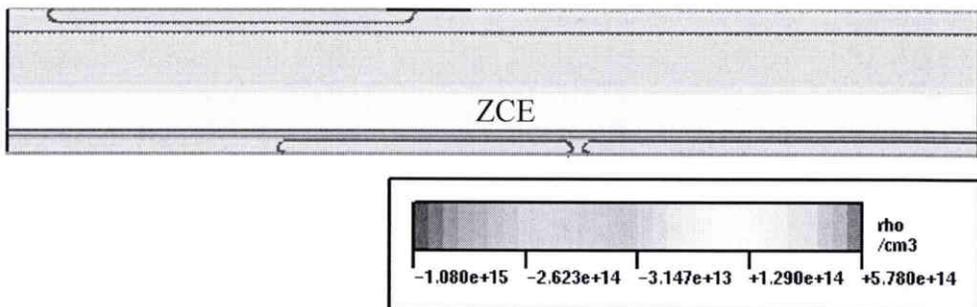


Fig. 52. Zone de charge d'espace.

$t = 1 \text{ ms} + 440 \text{ ns}$:

Le transistor P1 N2 P2 émet des trous depuis P1 qui diffusent et se recombinent dans la couche N2-. Un certain nombre de trous émis par P1 arrivent à rejoindre la ZCE de la jonction J3. Le champ électrique de cette jonction est idéalement orienté pour entraîner les trous vers la couche P2. Le courant de trous dans P2, qui est le vrai courant de gâchette du thyristor P1 N2 P2 N3, se sépare en deux pour rejoindre l'anode et polariser la jonction J5 en direct.

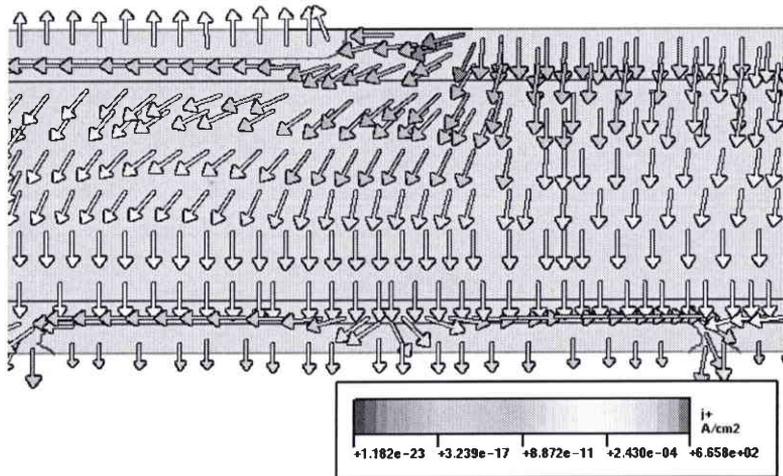


Fig. 53. Densité de courant de trous.

La jonction J5 commence alors à injecter des électrons qui diffusent dans P2, puis sont accélérés et multipliés dans la ZCE de J3. La charge stockée augmente lentement (temps de pré-conditionnement long) et n'est toujours pas suffisante pour provoquer un effondrement local de la ZCE de J3.

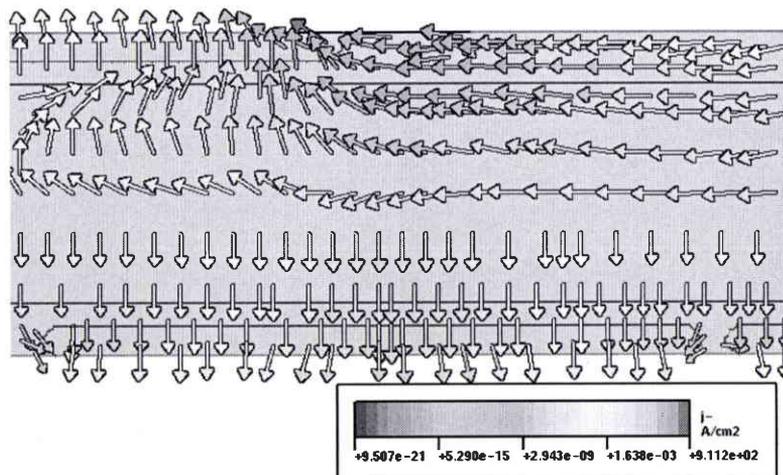


Fig. 54. Densité de courant d'électrons.

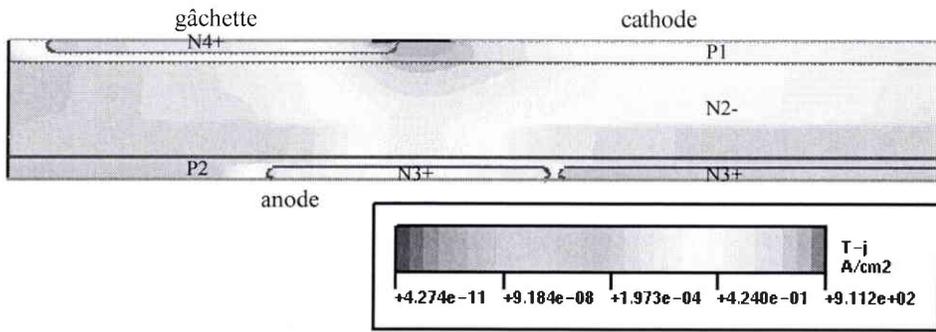


Fig. 55. Densité totale de courant.

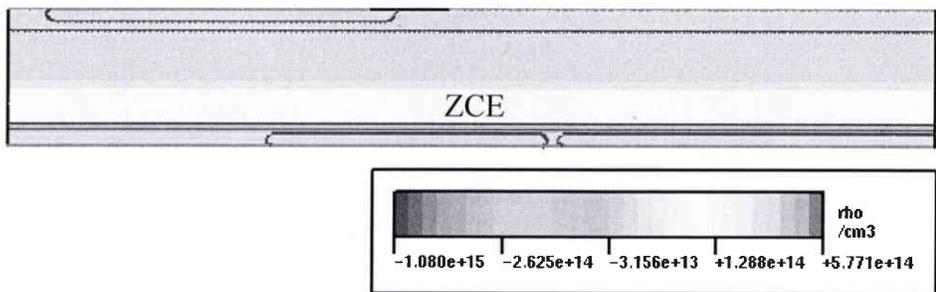


Fig. 56. Zone de charge d'espace.

At = 1 ms + 480 ns :

Les électrons émis par la jonction J5 se rajoutent aux électrons émis par la jonction J4 atteignant la couche N2-. Le courant de base du transistor P1 N2 P2 augmente, ce dernier émet alors plus de trous depuis P1 qui rejoignent le collecteur P2. Le courant de base du transistor N3 P2 N2 augmente, ce dernier émet alors plus d'électrons depuis N3 qui rejoignent le collecteur N2. Il apparaît un phénomène de rétroaction entre les deux transistors P1 N2 P2 et N3 P2 N2. Le thyristor s'amorce sur une surface qui correspond à la zone primaire de fermeture.

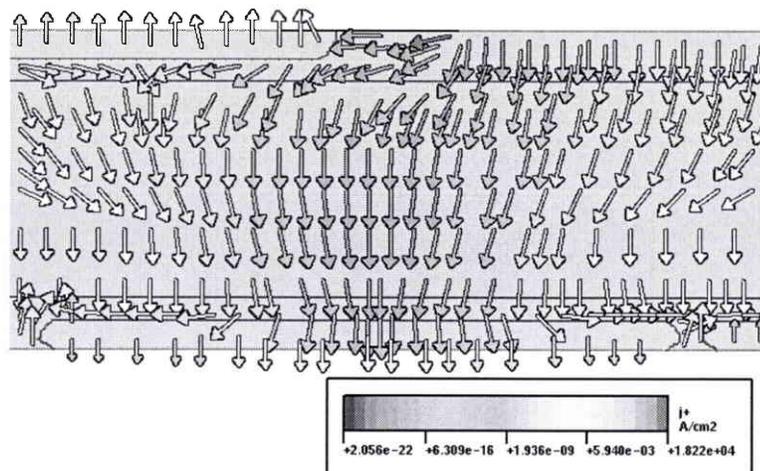


Fig. 57. Densité de courant de trous.

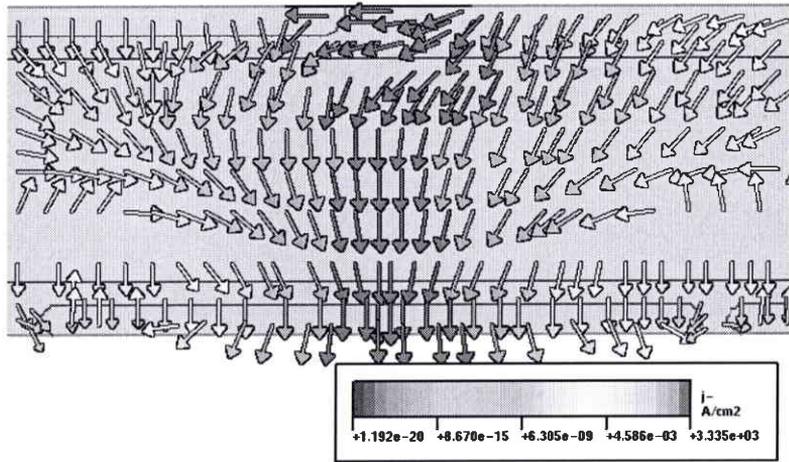


Fig. 58. Densité de courant d'électrons.

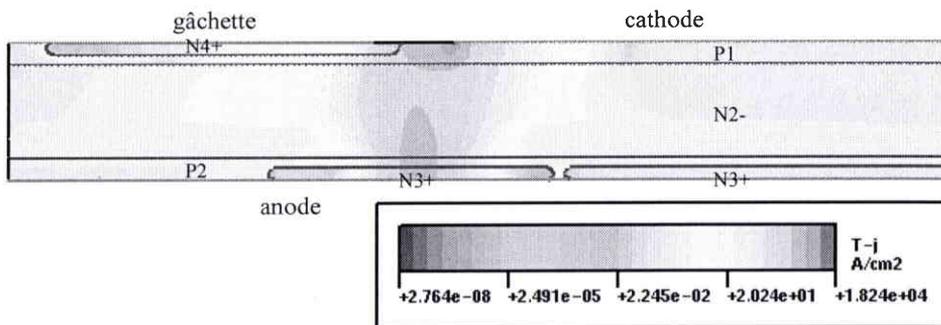


Fig. 59. Densité totale de courant.

La charge stockée dans la couche N2- devient suffisante pour provoquer l'effondrement local de la ZCE de la jonction J3.

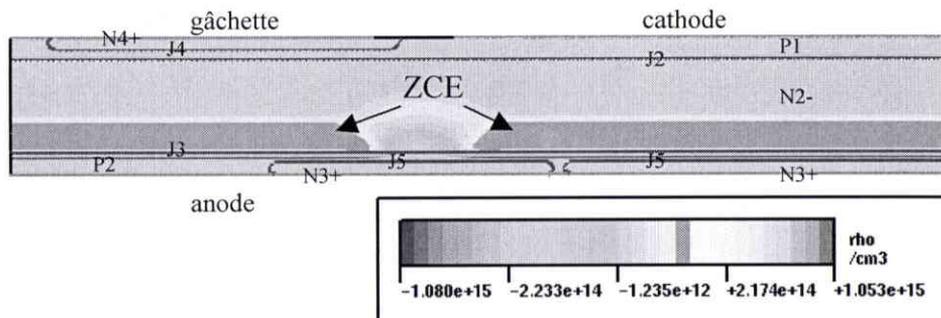


Fig. 60. Zone de charge d'espace.

$A t = 1 \text{ ms} + 520 \text{ ns}$:

L'effondrement de la ZCE (figure 62) entraîne d'une part une diminution de la différence de potentiel entre anode et cathode, et d'autre part une extension du champ électrique de la ZCE dans la région N2- et sur la gâchette (figure 63). Cette extension des équipotentielles de la ZCE

sur la gâchette provoque une surtension négative V_{GK} : c'est le phénomène du "kick back". Une surintensité de gâchette I_G apparaît également due au couplage entre le TRIAC et le circuit de commande.

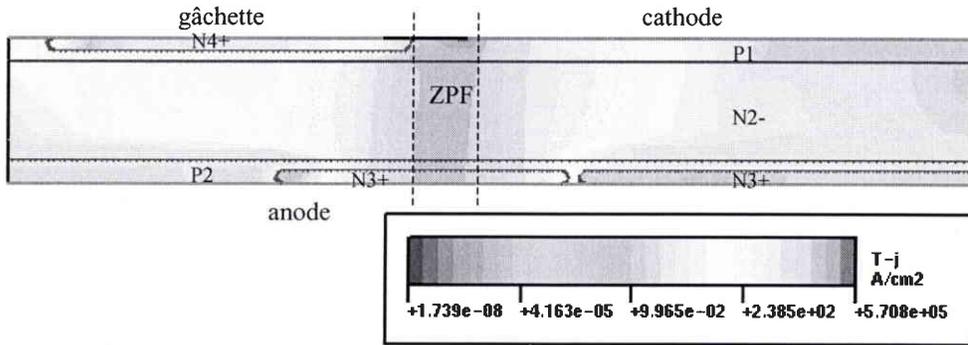


Fig. 61. Densité totale de courant.

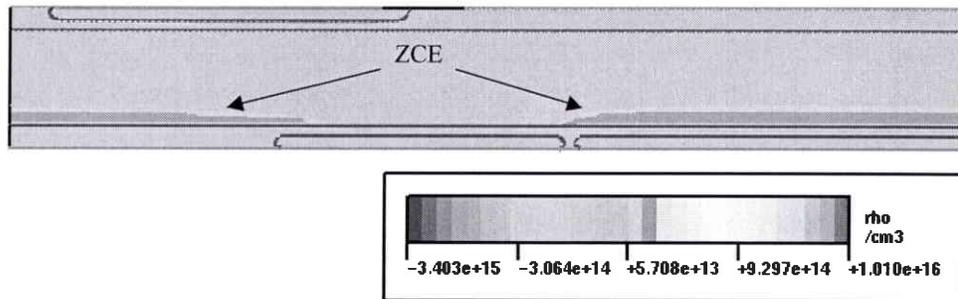


Fig. 62. Zone de charge d'espace.

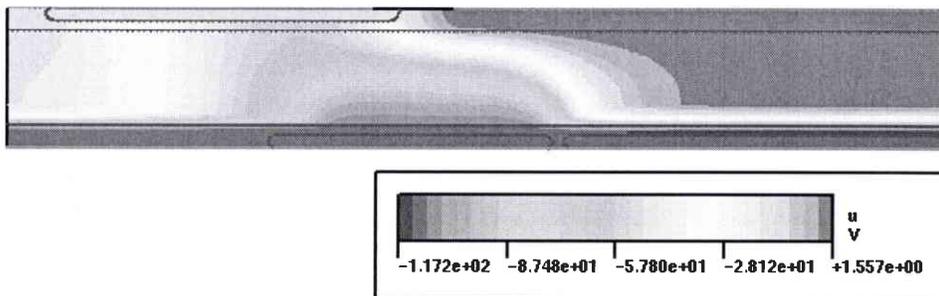


Fig. 63. Equipotentielles.

$A t = 1 ms + 600 ns :$

La densité de courant qui traverse la zone primaire de fermeture continue à augmenter (figure 64) et la zone de charge d'espace continue à s'effondrer (figure 65). Les lignes de champ disparaissent avec l'effondrement de la ZCE, ce qui entraîne que le potentiel appliqué sur la gâchette diminue.

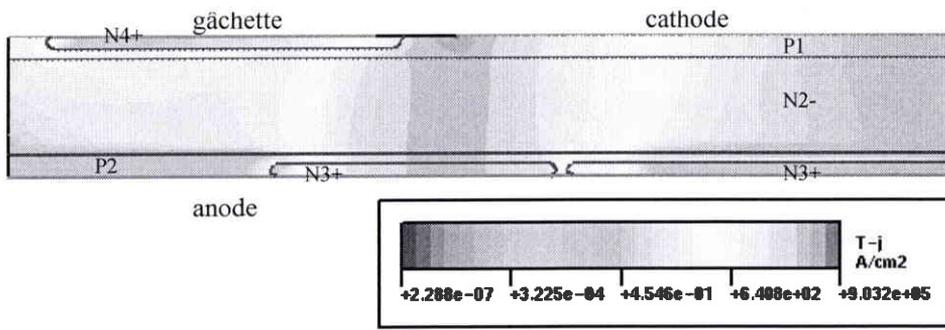


Fig. 64. Densité totale de courant.

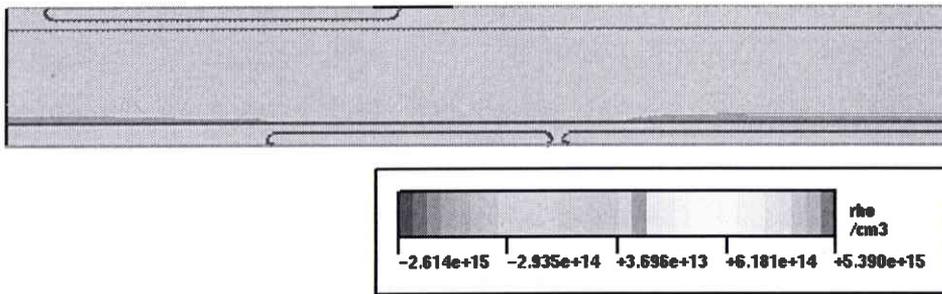


Fig. 65. Zone de charge d'espace.

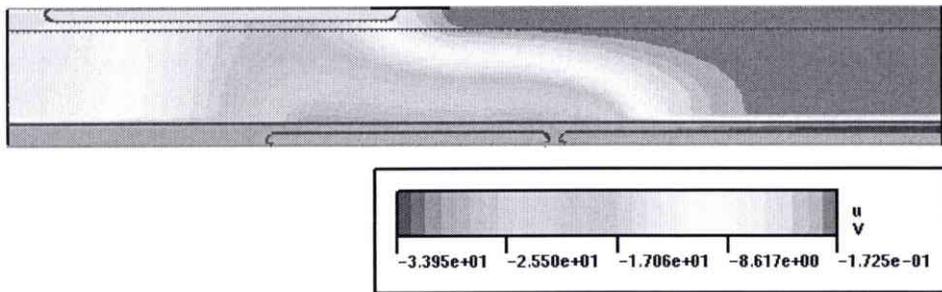


Fig. 66. Equipotentielles.

Pour $t > 1 \text{ ms} + 600 \text{ ns}$:

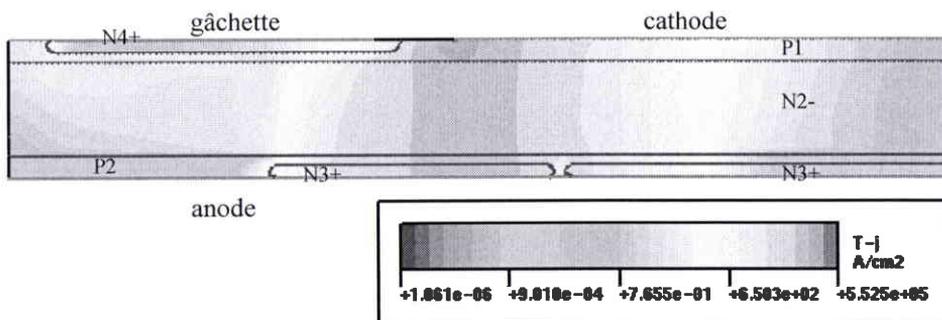


Fig. 67. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 800 \text{ ns}$.

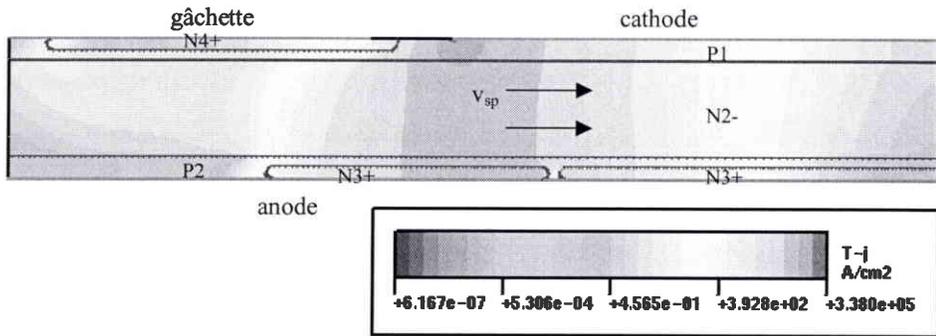


Fig. 68. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 1000 \text{ ns}$.

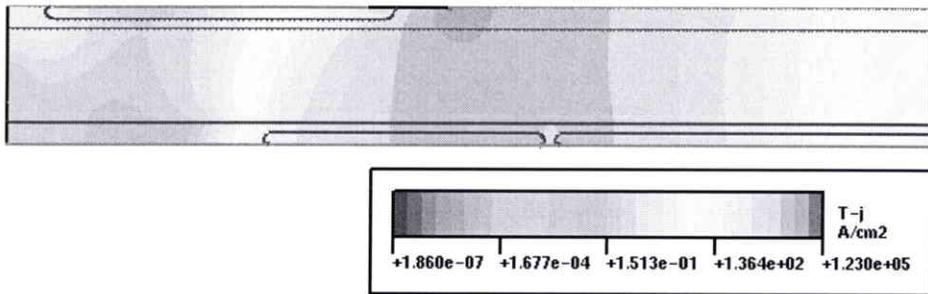


Fig. 69. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 1500 \text{ ns}$.

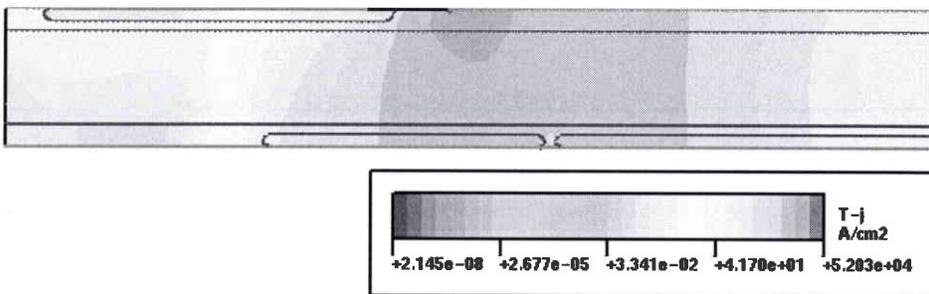


Fig. 70. Densité totale de courant à $t = 1 \text{ ms} + 2000 \text{ ns}$.

Le plasma d'électrons et de trous se propage avec une vitesse de propagation d'environ $v_{sp} = 150 \mu\text{m}/\mu\text{s}$ pour finalement remplir toute la surface de la cathode.

B Variation des caractéristiques électriques avec le CALC

Ces courbes permettent d'obtenir une relation entre la résistance du CALC R_s , le di/dt et \hat{I}_A mesuré sur l'oscillogramme de commutation. Le di/dt obtenu dépend fortement de l'inductance parasite introduite par le câblage, le condensateur de CALC C_{sb} et par le TRIAC lui même.

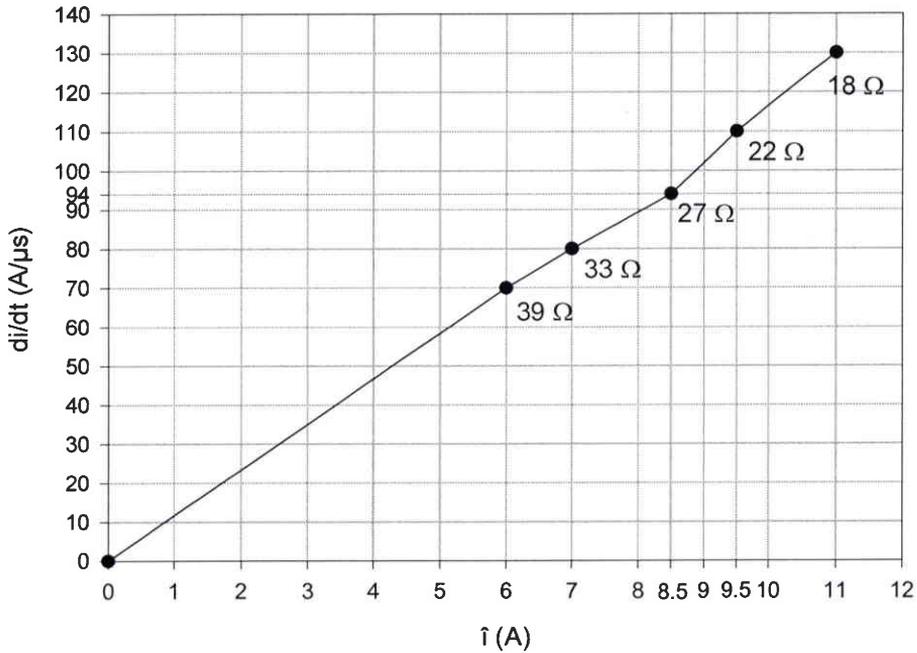


Fig. 71. Variation du di/dt et \hat{I} avec R_s dans Q2 pour $V_A = 300$ V et $I_G = -6$ mA.

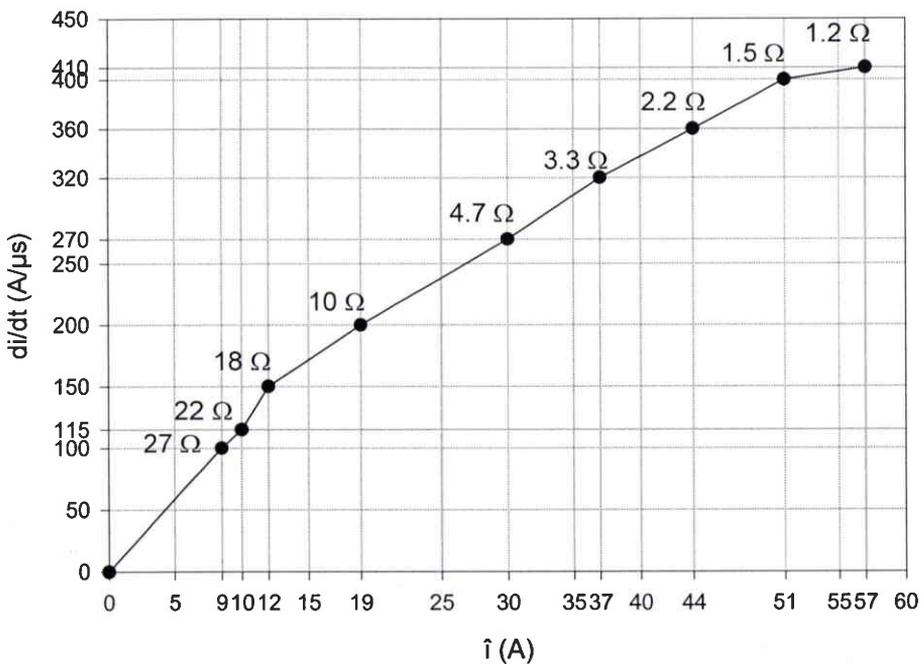


Fig. 72. Variation du di/dt et \hat{I} avec R_s dans Q3 pour $V_A = -300$ V et $I_G = -6$ mA.

C Les tests en fiabilité

C.1 Les différents types de contraintes

De manière générale, les contraintes appliquées sur un composant accélèrent le vieillissement de certains défauts et provoquent finalement une défaillance prématurée. La durée de vie du composant dépend de la sévérité et de la nature de la contrainte. Les contraintes peuvent être regroupées en cinq catégories différentes [DASG-91] [BAJE-99] :

- Contraintes mécaniques : déformations élastiques et plastiques, initiation et propagation de fissures par fatigue, fracture fragile et ductile;
- Contraintes thermiques : activation thermique des défauts par la température locale, transitions de phases, points de fusion;
- Contraintes électriques : claquage diélectrique, claquage de jonctions, décharges électrostatiques, piégeages, champ électrique;
- Contraintes radiatives : contamination radioactive des composants par un rayonnement;
- Contraintes chimiques : les environnements chimiques (l'humidité est souvent utilisée) peuvent provoquer des corrosions, des oxydations.

Les contraintes peuvent interagir entre elles :

- Une contrainte électrique peut créer une contrainte thermique : les cycles de puissance entraînent un échauffement de la puce de silicium (phénomène de "self-heating"). Cette interaction est bidirectionnelle car les gradients de température induisent un courant électrique.
- Une contrainte thermique peut créer une contrainte mécanique : il apparaît une contrainte mécanique de cisaillement dans deux couches à la même température à cause de la différence de coefficients de dilatation. Cette interaction est considérée comme unidirectionnelle.
- Une contrainte mécanique peut créer une contrainte chimique : une fissure dans le silicium permet l'introduction d'impuretés chimiques;
- Une contrainte chimique peut créer une contrainte mécanique : la corrosion d'une soudure crée des fissures.

C.2 Les tests standards

Les contraintes peuvent être générées par l'environnement du composant, ce qui correspond aux tests standards de la fiabilité [KUO-98] [JAUF-96].

C.2.1 HTS ("*High Temperature Storage*")

Stockage des composants pendant 1000 heures à une température de 150°C (conditions définies dans MIL STD 750C méthode 1032). Ce test, qui est le plus simple et généralement le moins efficace, fait intervenir une contrainte thermique qui est la température locale. Par interaction, il peut apparaître une contrainte mécanique.

C.2.2 THB ("*Temperature Humidity Bias*")

Ce test est effectué pendant 1000 heures à une température de 85°C avec une différence de potentiel de 100V et 85% d'humidité (CECC 90000 méthode 4-6-3 condition 1). Ce test fait intervenir une contrainte thermique (la température locale), une contrainte électrique (le champ électrique) et une contrainte chimique (l'humidité). Par interaction, il peut apparaître une contrainte mécanique.

C.2.3 HTRB ("*High Temperature Reverse Bias*")

Ce test applique aux composants une différence de potentiel pendant 1000 heures à une température de 125°C (conditions définies dans MIL STD 750C méthode 1027). Ce test fait intervenir une contrainte thermique (la température locale) et une contrainte électrique (champ électrique). Par interaction, il peut apparaître une contrainte mécanique.

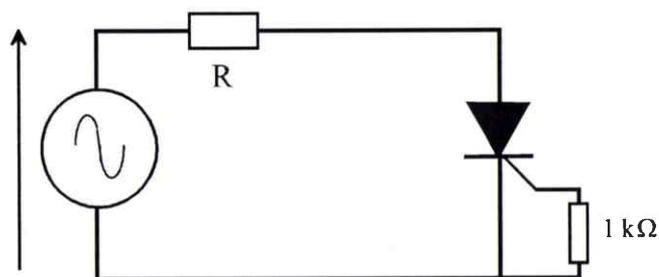


Fig. 73. Circuit de test HTRB.

C.2.4 T/C ("*Thermal Cycles*")

Les composants sont placés dans un ascenseur qui se déplace entre deux étuves à température différente. Pour les cycles thermiques (MIL STD 750C méthode 1051-2), le transfert de chaleur prend plusieurs minutes car il est effectué dans l'air. Ce test applique typiquement 1000

cycles de -55°C à 150°C : le temps de montée de la température est de 2 min, le maintien à 150°C dure 30 min, le temps de descente est de 2 min et le maintien à -55°C dure 30 min (figure 74).

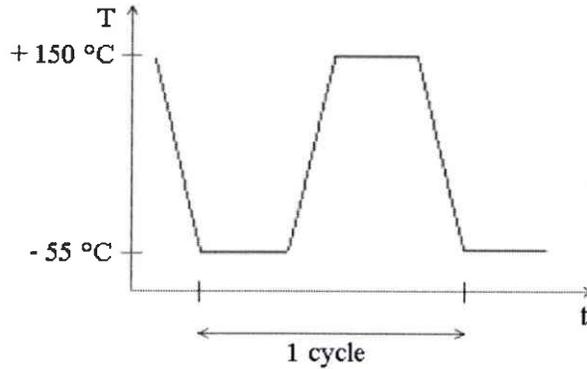


Fig. 74. Définition d'un cycle thermique.

C.2.5 T/S ("Thermal Shocks")

Pour les chocs thermiques (MIL STD 750C méthode 1056-1), l'environnement est plus sévère car le transfert de chaleur s'effectue dans un fluide. Ce test applique typiquement 5 cycles de 0°C à 100°C : le maintien à 0°C et à 100°C dure 5 min (figure 75).

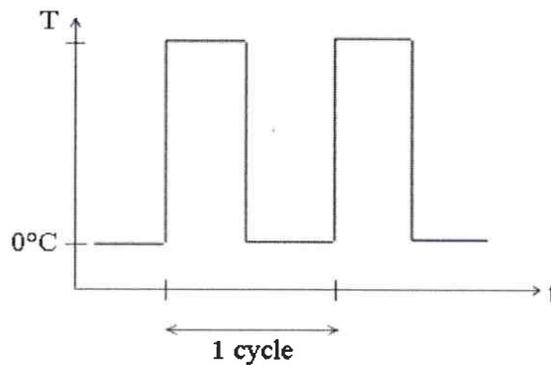


Fig. 75. Chocs thermiques par fluide.

Ces tests font intervenir une contrainte thermique (la température locale maximale) ainsi qu'une contrainte mécanique (qui dépend de la durée de chaque cycle, de la différence de température et de la température locale maximale).

C.2.6 Tests d'intégrité du boîtier ("Package Tests")

Ces tests sont utilisés pour vérifier l'intégrité du boîtier du composant. Ce sont essentiellement des contraintes mécaniques. On peut citer les chocs mécaniques, la centrifugation, les vibrations et l'accélération constante.

C.3 Les tests fonctionnels

On parle de test fonctionnel à partir du moment où les contraintes sont générées par le fonctionnement du composant [SOMO-93]. Les tests fonctionnels se caractérisent par l'interaction entre trois contraintes : une contrainte électrique provoque une contrainte thermique qui est à l'origine d'une contrainte mécanique. La contrainte mécanique peut faire intervenir dans certains cas une contrainte chimique. Il est évident que la combinaison d'autant de contraintes va résulter en un test accéléré particulièrement efficace.

C.3.1 *Fatigue thermique ("thermal fatigue") ou test cyclique de puissance*

La fatigue apparaît dans des applications où le courant de charge présente de longs cycles de montée et de chute (démarrage d'un moteur, locomotives...). A la fermeture du TRIAC, la température de jonction a besoin de plusieurs secondes ou minutes pour atteindre la valeur maximale car le courant augmente lentement. Ce test est effectué à 55°C pendant 5000 cycles (norme IEC 747-6).

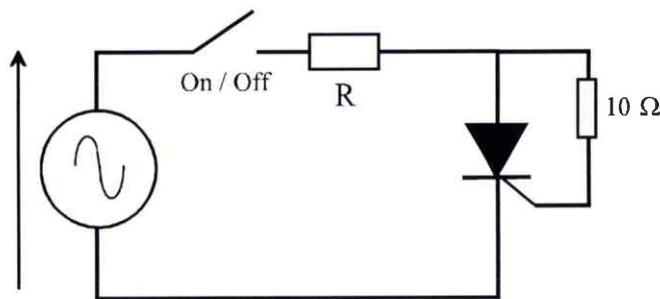


Fig. 76. *Fatigue thermique.*

C.3.2 *Courants accidentels ("repetitive surge")*

Les courants accidentels ("fault current" ou "surge current") sont caractérisés par des formes d'ondes sinusoïdales ou triangulaires, avec un temps de montée de 1 ou 2 ms et un temps de chute entre 2 et 40 ms. La norme JEDEC 8,3 ms permet de certifier que les composants de puissance peuvent tenir 100 impulsions de courant accidentel pendant leur fonctionnement. Comme cette contrainte est caractérisée par un di/dt faible et un courant crête élevé, la température de jonction prend plusieurs millisecondes pour atteindre la valeur maximale.

C.3.3 *Chocs thermiques par di/dt ("hammering")*

Un fort di/dt créé par la décharge d'un condensateur provoque une augmentation de la température de jonction en quelques microsecondes : cette contrainte est appelé choc thermique par di/dt (à ne pas confondre avec le choc thermique par fluide).

C.4 Lois d'accélération

C.4.1 Loi d'Arrhenius

Le modèle d'Arrhenius a été originellement formulé pour les tests accélérés dans lesquels la contrainte (facteur d'accélération) est thermique. Ce modèle est dérivé de la vitesse de réaction chimique d'un mécanisme à la température.

$$L(v) = C \cdot \exp\left(\frac{B}{v}\right) \quad (13)$$

L est une durée de vie quantifiable;

v est la contrainte thermique (K);

C et B sont des paramètres du modèle.

$$B = \frac{E_a}{k_B} \quad (14)$$

avec k_B la constante de Boltzmann;

E_a est l'énergie électrique d'activation du mécanisme. Pour les structures quatre couches au silicium telles les thyristors, il est connu que $E_a = 1,41$ eV [BAJE-99].

C.4.2 Loi d'Eyring

Le modèle d'Eyring a été formulé à partir des principes de la mécanique quantique. Il est souvent utilisé quand la contrainte est thermique, mais aussi pour d'autres variables telles l'humidité.

$$L(v) = \frac{1}{v} \cdot \exp\left(-\left(A - \frac{B}{v}\right)\right) \quad (15)$$

L est une durée de vie quantifiable;

v est la contrainte (souvent thermique);

A et B sont des paramètres du modèle.

C.4.3 Loi de puissance inverse

La loi de puissance inverse est souvent utilisée quand la contrainte est non thermique.

$$L(v) = \frac{1}{K \cdot v^n} \quad (16)$$

L est une durée de vie quantifiable;

v est la contrainte non thermique (électrique, mécanique...);

K et n sont des paramètres du modèle.

C.4.4 *Loi température humidité*

Cette loi est une évolution du modèle d'Eyring utilisée quand les facteurs d'accélération sont la température et l'humidité.

$$L(v, u) = A \cdot \exp\left(\frac{\Phi}{v} + \frac{b}{u}\right) \quad (17)$$

u est l'humidité relative (%);

v est la température absolue;

A , b et Φ sont trois paramètres à déterminer.

C.4.5 *Loi température – non thermique*

Quand la température et une seconde contrainte non thermique sont les facteurs d'accélération d'un test, alors la loi d'Arrhenius et la loi de puissance inverse peuvent être combinées pour donner le modèle T-NT (température – non thermique).

$$L(u, v) = \frac{C}{u^n \cdot \exp\left(-\frac{B}{v}\right)} \quad (18)$$

u est une contrainte non thermique (électrique, mécanique...);

v est la température absolue;

B , C et n sont des paramètres à déterminer.

D Modèles physiques du simulateur ISE-DESSIS

D.1 Modèles électriques

Le simulateur résout l'équation de Poisson et les équations de continuité en chaque point du maillage. Les modèles électriques utilisés sont les suivants [ISE-00] :

D.1.1 Equation de Poisson

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \text{ avec } \varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \quad (19)$$

E: champ électrique;

ρ : densité volumique de charges; ε : permittivité.

D.1.2 Equations de continuité des électrons et trous

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{j}_n - q \frac{\partial n}{\partial t} = qU \text{ et } \vec{\nabla} \cdot \vec{j}_p + q \frac{\partial p}{\partial t} = -qU \quad (20)$$

n , p : concentrations en électrons et trous;

j_n , j_p : densités de courants des électrons et trous;

U : taux de recombinaison – génération.

D.1.3 Equations de diffusion des électrons et trous

$$\vec{j}_n = -nq\mu_n \vec{\nabla} \Phi_n \text{ et } \vec{j}_p = -pq\mu_p \vec{\nabla} \Phi_p \quad (21)$$

Φ_n et Φ_p sont les potentiels des quasi-niveaux de Fermi pour les électrons et les trous.

D.1.4 Recombinaison – génération Shockley-Read-Hall (SRH)

Le taux de recombinaison-génération des porteurs via une impureté de niveau d'énergie E_{trap} de la bande interdite est donné par :

$$U = \frac{np - n_i^2}{\tau_p(n + n_1) + \tau_n(p + p_1)} \quad (22)$$

$$n_1 = n_i \cdot e^{\frac{E_{\text{trap}}}{k \cdot T}} \text{ et } p_1 = n_i \cdot e^{\frac{-E_{\text{trap}}}{k \cdot T}} \quad (23)$$

$n_i = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$: concentration intrinsèque;

τ_n , τ_p : durée de vie des électrons et trous;

k : constante de Boltzmann; T : température en Kelvin.

D.1.5 *Avalanche d'une jonction*

La génération de paires électron-trou par avalanche (ionisation par impact) nécessite un champ électrique critique ainsi que, pour la possibilité d'accélération, une zone de charge d'espace large. Le taux de génération peut s'écrire :

$$G = \alpha_n n v_n + \alpha_p p v_p \quad (24)$$

$v_{n,p}$ est la vitesse d'entraînement des électrons et trous;

$\alpha_{n,p}$ est le coefficient d'ionisation (ou facteur de multiplication) des électrons et trous.

Trois modèles d'ionisation sont implémentés dans DESSIS :

- le modèle par défaut est celui de Chynoweth :

$$\alpha(F) = \gamma_a \cdot \exp\left(-\frac{\gamma_b}{F}\right) \quad (25)$$

Les coefficients γ_a et γ_b utilisés dans DESSIS ont été mesurés par Overstraeten et de Man.

- le modèle empirique de Okuto et Crowell;
- le modèle de Lackner, une forme modifiée du modèle de Chynoweth.

Dans DESSIS, la quantité F peut être l'amplitude du vecteur champ électrostatique $F = \left| \vec{F} \right|$

(mot clé *ElectricField* dans le champ *Avalanche* du groupe *Recombination* de la carte *Physics* du fichier DES.CMD), une composante du champ électrostatique dans la direction du courant (mot clé *Eparallel*), ou la valeur du gradient des quasi-niveaux de Fermi (mot clé *GradQuasiFermi*).

D.2 *Dépendance des modèles avec le dopage et le champ*

D.2.1 *Dépendance des durées de vie avec le dopage*

La durée de vie des porteurs est proportionnelle au dopage de la région. Le simulateur utilise la relation empirique de Scharfetter :

$$\tau_n \propto \frac{\tau_n(\text{max})}{1 + \left(\frac{N}{N_{\text{ref}}}\right)^\gamma} \quad \text{et} \quad \tau_p \propto \frac{\tau_p(\text{max})}{1 + \left(\frac{N}{N_{\text{ref}}}\right)^\gamma} \quad (26)$$

τ_n est la durée de vie des électrons, $\tau_n(\text{max}) = 10^{-5}$ s par défaut, $N_{\text{ref}} = 10^{16}$ cm⁻³ par défaut, N est la concentration de la région.

τ_p est la durée de vie des trous, $\tau_p(\text{max}) = 3.10^{-6}$ s par défaut et $\gamma = 1$.

Ce modèle est activé avec le mot clé *DopingDependence* dans le champ *SRH* du groupe *Recombination* de la carte *Physics*.

D.2.2 Dépendance de la mobilité des porteurs avec le champ électrique

Le modèle de Canali est utilisé :

$$\mu = \frac{\mu_{\text{low}}}{\left[1 + \left(\frac{\mu_{\text{low}} \cdot F}{V_{\text{sat}}} \right)^\beta \right]^{1/\beta}} \quad (27)$$

$$\text{avec } \beta = \beta_0 \left(\frac{T}{300} \right)^{\beta_{\text{exp}}} \text{ et } V_{\text{sat}} = V_{\text{sat},0} \left(\frac{T}{300} \right)^{-V_{\text{sat},\text{exp}}} \quad (28)$$

μ est la mobilité des porteurs (électrons ou trous) sous fort champ électrique F (V/cm);

μ_{low} est la mobilité à faible champ.

	$V_{\text{sat},0}$ cm/s	$V_{\text{sat},\text{exp}}$ l	β_0 l	β_{exp} l
electrons	1.07×10^7	0.87	1.109	0.66
holes	8.37×10^6	0.52	1.213	0.17

Tab. 1. Paramètres du modèle de Canali.

Ce modèle est activé avec le mot clé *Eparallel* (ou *ElectricField*, ou *GradQuasiFermi*) dans le champ *HighFieldSaturation* du groupe *Mobility* de la carte *Physics*.

D.2.3 Mobilité à faible champ

$$\frac{1}{\mu_{\text{low}}} = \frac{1}{\mu_b} + \frac{1}{\mu_s} + \frac{1}{\mu_{\text{eh}}} \quad (29)$$

μ_b est la mobilité dans le volume.

μ_s est la mobilité de surface, qui provient de la dégradation de la mobilité aux interfaces. Elle est calculée avec le modèle de Lombardi (non indiqué pour des raisons de concisions).

μ_{eh} est la mobilité due à la dispersion des porteurs. Elle peut être calculée avec deux modèles : modèle de Conwell-Weisskopf ou modèle de Brooks-Herring.

D.2.4 Dépendance de la mobilité de volume avec le dopage

L'équation de Masetti est utilisée :

$$\mu_b = \mu_{\min 1} \cdot e^{\frac{P_c}{N}} + \frac{\mu_{\text{const}} - \mu_{\min 2}}{1 + \left(\frac{N}{C_r}\right)^\alpha} - \frac{\mu_1}{1 + \left(\frac{C_s}{N}\right)^\beta} \quad (30)$$

μ_{const} est la mobilité à faible dopage; N est la concentration de la région.

	Arsenic	Phosphorus	Boron	unit
$\mu_{\min 1}$	52.2	68.5	44.9	cm ² /Vs
$\mu_{\min 2}$	52.2	68.5	0	cm ² /Vs
μ_L	1417	1414	470.5	cm ² /Vs
ζ	2.2	2.2	2.5	1
μ_1	43.4	56.1	29.0	cm ² /Vs

	Arsenic	Phosphorus	Boron	unit
C_r	9.68e16	9.20e16	2.23e17	cm ⁻³
C_s	3.43e20	3.41e20	6.10e20	cm ⁻³
α	0.680	0.711	0.719	1
β	2.0	1.98	2.0	1
P_c	0	0	9.23e16	cm ⁻³

Tab. 2. Paramètres du modèle de Masetti.

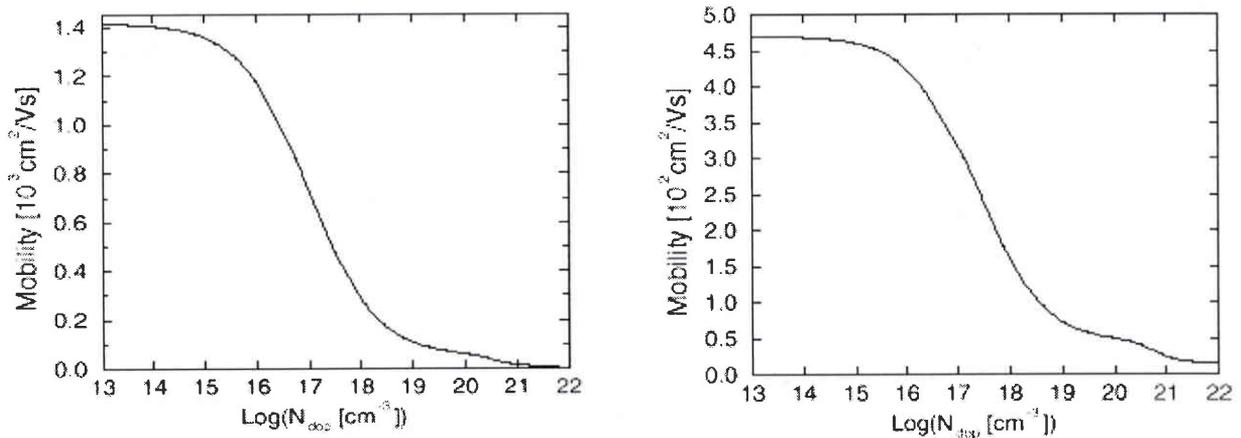


Fig. 77. Variation de la mobilité avec le dopage pour les électrons (gauche) et les trous (droite).

Ce modèle est activé avec le champ *DopingDependence* dans le groupe *Mobility*.

D.3 Dépendance des modèles avec la température

D.3.1 Dépendance de la mobilité avec la température

$$\mu_{\text{const}} = \mu_L \cdot \left(\frac{T}{300} \right)^{-\xi} \quad (31)$$

T est la température (en Kelvin);

pour les électrons : $\mu_L = 1417 \text{cm}^2 / \text{Vs}$ et $\xi = 2,5$;

pour les trous : $\mu_L = 470,5 \text{cm}^2 / \text{Vs}$ et $\xi = 2,2$

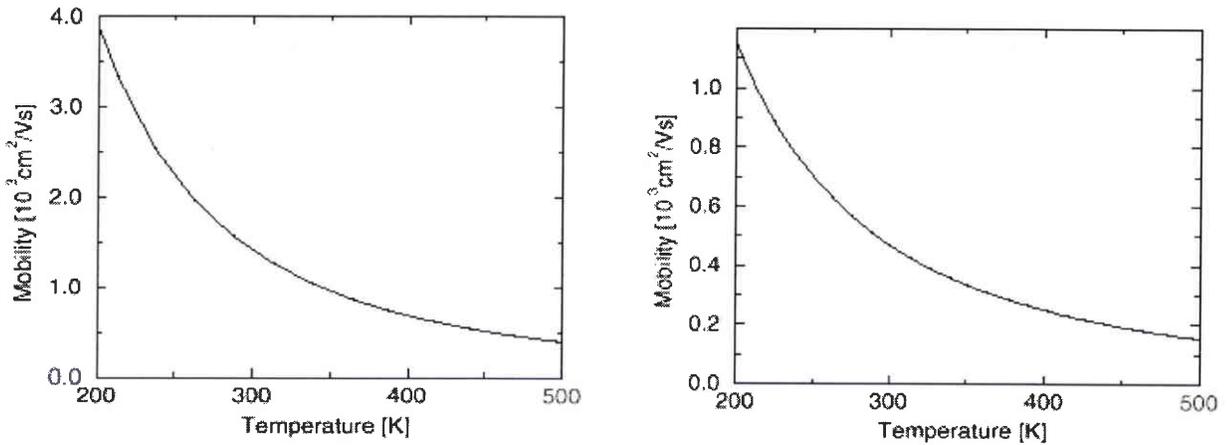


Fig. 78. Dépendance thermique de la mobilité des électrons (gauche) et des trous (droite).

D.3.2 Dépendance des durées de vie avec la température

Les durées de vie sont liées à la température par une loi empirique ($\alpha = -1,5$) :

$$\tau_n(T) = \tau_n \cdot \left(\frac{T}{300} \right)^\alpha \quad \text{et} \quad \tau_p(T) = \tau_p \cdot \left(\frac{T}{300} \right)^\alpha \quad (32)$$

Ce modèle est activé avec le mot clé *TempDep* dans le champ *SRH* du groupe *Recombination* de la carte *Physics*.

D.3.3 Dépendance de la concentration intrinsèque avec la température

$$n_i(T) = \sqrt{N_c(T) \cdot N_v(T)} \cdot \exp\left(\frac{-E_g(T)}{2 \cdot k \cdot T}\right) \quad (33)$$

D.3.4 Modèle thermodynamique

Des termes supplémentaires doivent être ajoutés aux équations 21 afin de tenir compte du flux de courant créé par les gradients thermiques.

$$\vec{j}_n = -nq\mu_n \cdot \left(\vec{\nabla} \Phi_n + P_n \vec{\nabla} T \right) \text{ et } \vec{j}_p = -pq\mu_p \cdot \left(\vec{\nabla} \Phi_p + P_p \vec{\nabla} T \right) \quad (34)$$

P_n et P_p sont les puissances thermoélectriques :

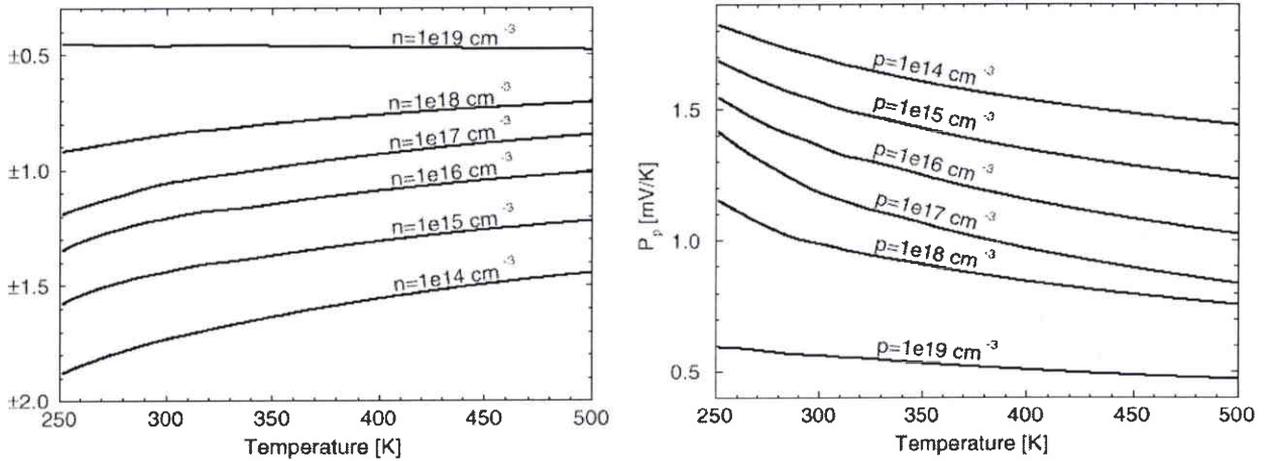


Fig. 79. Variation des puissances thermoélectriques P_n (gauche) et P_p (droite) en fonction de la température et de la concentration.

Les densités de courant induisent par effet Joule une distribution thermique qui est définie par l'équation de la chaleur :

$$c \frac{\partial T}{\partial t} - \vec{\nabla} \cdot \kappa \vec{\nabla} T = -\vec{\nabla} \cdot \left((P_n \cdot T + \Phi_n) \cdot \vec{j}_n + (P_p \cdot T + \Phi_p) \cdot \vec{j}_p \right) \quad (35)$$

κ est la conductivité thermique; c est la capacité thermique.

Ces modèles sont activés avec les mots clés *Analtep* et *Thermodynamic* dans la carte *Physics*.

D.3.5 Dépendance de la conductivité thermique avec la température

$$\kappa(T) = \frac{1}{a + b \cdot T + c \cdot T^2} \quad (36)$$

pour le silicium : $a = 0,03 \text{ cmK/W}$, $b = 1,56 \cdot 10^{-3} \text{ cm/W}$ et $c = 1,65 \cdot 10^{-6} \text{ cm/WK}$.

D.3.6 Dépendance de la capacité thermique avec la température

Cette dépendance est modélisée par une relation empirique :

$$c(T) = c_0 + c_1 \cdot T + c_2 \cdot T^2 + c_3 \cdot T^3 \quad (37)$$

pour le silicium, $c_0 = 1,63 \text{ J/Kcm}^3$.

E Fichiers de simulation ISE-DESSIS

DESSIS est le simulateur thermoélectrique par éléments finis du logiciel ISE – TCAD.

E.1 Fichier de commande DES.CMD

```

|# TRIAC process TOP-GLASS
# mixed mode

math {
  avalderivatives
  digits=2
  iterations=10
  newdiscretization
  noconvertbonsim2spice
}

plot {
  eCurrent/Vector hCurrent/Vector CondCurrent/Vector
  eDensity hDensity
  ElectricField/Vector
  SpaceCharge Doping
  SRHRecombination Augerrecombination AvalancheGeneration
  Potential/Vector DisplacementCurrent
  Current
  temperature
}

File { output="@log@" }

dessis "st" {
  Electrode {
    { name="ANODE" voltage= 0.0 areafactor=100}
    { name="CATHODE" voltage= 0.0 areafactor=100}
    { name="GACHETTE" voltage= 0.0 areafactor=100}
  }
  thermode {
    { name="ANODE" temperature=300 areafactor=100}
  }
}

file {
  grid="@grid@"
  doping="@doping@"
  plot="@dat@"
  current="@plot@"
}

physics {
  Mobility ( DopingDependence
            HighFieldSaturation(Eparallel)
          )

  Recombination (
    SRH(DopingDependence Tempdep)

    Auger
    Avalanche (ElectricField)
  )
  analtep
  thermodynamic
}

```

Définition des modèles mathématiques

Données qui apparaîtront sur les images de la structure

Définition spatiale, électrique et thermique des contacts

Fichiers nécessaires en entrée

Définition des modèles physiques utilisés par la structure (annexe D)

```

system {
    "st" "1" (ANODE=ANODE CATHODE=CATHODE GACHETTE=GACHETTE)

    ucr rs (NCC NCS NRS 0) {
        r=10
        alpha=50000000
    }

    r rg (GACH2 GACHETTE) {r=250}
    llin lbobi (NCC ANODE) {ind=0.5u}
    clin ccs (NCS 0) {cap=110n}
    v v2 (GACH2 0) {
        type="pwl"
        pwlfile="vg.pwl"
    }
    v v3 (NRS 0) {
        type="pwl"
        pwlfile="vr.pwl"
    }

    set(CATHODE=0)
    initialize (GACHETTE=0)
    initialize (NCC=0)
    initialize (ANODE=0)
    initialize (NCS=600)

    # plot "resex.tplot" ("time"() UCC i(rc NCC) i(rs NCC) NCS GACH2 NCC)
    # plot "resex.tnode@.plt" ("time"() UCC i(rc NCC) i(rs NCC) NCS GACH2 NCC)
}

solve {
    # resoud le circuit utilisant System

    poisson
    coupled { poisson electron hole temperature}
    coupled { poisson electron hole contact circuit temperature}

    Transient {
        # plot {range=(0.001 , 0.001001200) intervals=12}
        InitialTime=0 FinalTime=5e-03 MinStep=1e-12 MaxStep=1e-03
        InitialStep=1e-06 Increment=1.6 Decrement=3 )

        {coupled (iterations=10)
            { poisson electron hole contact circuit tcontact tcircuit temperature}
        }
    }
}

```

Définition du
circuit externe
sous la forme
d'un fichier
Spice

Définition des
contraintes
électriques
initiales

Résolution
initiale du
couplage des
équations

Résolution
temporelle des
équations
couplées

E.2 Fichier de la structure MDR.CMD

```

Title ""
Refinement
{
  MaxElementSize = 20
  MinElementSize = 5
  MaxTransDiff = (DopingConcentration, 1 )
  {
    top = 170
    left = 0
    bottom = 180
    right = 1400
    MaxElementSize = 10
    MinElementSize = 1.3
    MaxTransDiff = (DopingConcentration, 1 )
  }
  {
    top = 18
    left = 0
    bottom = 22
    right = 1400
    MaxElementWidth = 10
    MaxElementHeight = 5
    MinElementWidth = 1.3
    MinElementHeight = 0.8
    MaxTransDiff = (DopingConcentration, 1 )
  }
  {
    top = 0
    left = 0
    bottom = 40
    right = 1400
    MaxElementWidth = 10
    MaxElementHeight = 5
    MinElementSize = 1.3
    MaxTransDiff = (DopingConcentration, 1 )
  }
}
Profiles
{
  gaussFunction "p+surdopanode"{
    species = B
    line = {(1400 210) (0 210)}
    peakPosition = 0
    lateralFactor = 0
    peakValueAndStdDev = (peakValue = 1e+20, stdDev = 1.5)
  }
  gaussFunction "P-inf"{
    species = B
    line = {(1400 210) (0 210)}
    peakPosition = 0
    lateralFactor = 0
    peakValueAndStdDev = (peakValue = 5e+17, stdDev = 9.6)
  }
  gaussFunction "P+surdopacath"{
    species = B
    line = {(400 0) (450 0)}
    peakPosition = 0
    lateralFactor = 0.8
    peakValueAndStdDev = (peakValue = 1e+20, stdDev = 1.5)
  }
  gaussFunction "p+surdopgach"{
    species = B
    line = {(1330 0) (1400 0)}
    peakPosition = 0
    lateralFactor = 0.8
    peakValueAndStdDev = (peakValue = 1e+20, stdDev = 1.5)
  }
}

```

Maillage du substrat N2-

Maillage de la jonction N2-P2 en face arrière

Maillage de la jonction N2-P1 en face avant

Maillage des émetteurs N1+ et N4+

Dopage P+ en face arrière pour assurer un contact ohmique

Profil de dopage de la couche P2

Dopage P+ en face avant sous le trou de cathode

Dopage P+ en face avant sous le court-circuit de gâchette

```

gaussFunction "n+cathg"{
  species = P
  line = {(0 0) (400 0)}
  peakPosition = 0
  lateralFactor = 0.8
  peakValueAndStdDev = (peakValue = 2e+20, stdDev = 4)
}

constFunction "substrat"{
  constValue = 1.1e+14
  species = P
  line = {(0 0) (1400 0)}
  lateralFactor = 0
  maxDistance = 210
}

gaussFunction "P-"{
  species = B
  line = {(0 0) (1400 0)}
  peakPosition = 0
  lateralFactor = 0
  peakValueAndStdDev = (peakValue = 5e+17, stdDev = 9.6)
}

gaussFunction "n+gach"{
  species = P
  line = {(830 0) (1330 0)}
  peakPosition = 0
  lateralFactor = 0.8
  peakValueAndStdDev = (peakValue = 2e+20, stdDev = 4)
}

gaussFunction "n+cathd"{
  species = P
  line = {(450 0) (760 0)}
  peakPosition = 0
  lateralFactor = 0.8
  peakValueAndStdDev = (peakValue = 2e+20, stdDev = 4)
}
}

```

} Profil de dopage des émetteurs N1+

} Dopage du substrat N2-

} Profil de dopage de la couche P1

} Profil de dopage des émetteurs N4+

} Profil de dopage de l'émetteur N1+

E.3 Fichiers de commande de la gâchette et du CALC

E.3.1 Fichier VG.PWL

Ce fichier commande le potentiel de l'impulsion de gâchette V_G . Entre 0 et 1 ms + 20 ns, pendant que le potentiel d'anode s'établit à 600V, $V_G = 0V$. A $t = 1$ ms + 40 ns et jusqu'à la fin de la simulation (5 ms), $V_G = -5V$, ce qui amorce le TRIAC.

```

0 0
0.00100002 0
0.00100004 -5
5e-03 -5

```

E.3.2 Fichier VR.PWL

Ce fichier commande la résistance de CALC R_s . Entre 0 et 1 ms, la valeur de R_s est très grande pour que le potentiel d'anode puisse s'établir à 600V sans provoquer de forts dV/dt (le condensateur C_s est pré-chargé). A partir de $t = 1$ ms + 20 ns, R_s chute à sa valeur normale.

```

0 1
1e-3 1
0.00100002 0
5e-3 0

```

F Fichiers de simulation ISE-SOLIDIS

SOLIDIS est le simulateur thermomécanique par éléments finis du logiciel ISE – TCAD.

F.1 Fichier de commande SOL.CMD

```

Field Temp DispX DispZ

Include sol.par

(*
Set Constant Environment { PlateThickness {100, mu} }
*)

Set Zone AllZone AllME
Set Zone ChipZone Material Silicon

Set Boundary bottom      Field DispX Dirichlet 0.0 [mu]
                          DispZ Dirichlet 0.0 [mu]
                          Temp Dirichlet 0.0 [K]

Set Boundary symmetry    Field DispX Dirichlet 0.0 [mu]

Set UserField HeatSource Zone ChipZone
                          Product -3e14 0 0
                          XDistribution Spline xdist
                          ZDistribution Spline zdist

                          Zone ChipZone
                          Product -9e14 10 0
                          XDistribution Gauss 20
                          ZDistribution Gauss 2 [W/m**3]

(*
Set Model MechanicalParameterTDep AllME On
Set Model ThermalParameterTDep AllME On
*)

Set LinearSolver Super

Do Solve Stationary
Set Refine Diffuse 1

(*
Do Refine AllZone Adaptive Statistical 0.1 IndDeltaThermal 1
Do Solve Stationary
*)

Do Solve Transient Start 0.0 Until 1000e-9 Steps 2 GMS 1.0

Set OutputTimes 500e-9

Do Data Write Grid
Do Data Write UserData
Do Data Write Field Disp
Do Data Write Field Temp
Do Data Write Field VonMisesStress
Do Data Write Field PrincipalStress
Do Data Write Field PrincipalStrain
(*
Do Data Write Field Force
Do Data Write Field HeatFlux
Do Data Write Field VonMisesStressEl
Do Data Write Field EffPlasticStrain
Do Data Write Field EffPlasticStrainEl
Do Data Write Field StressEl
Do Data Write Field StrainEl
*)
Do Data Write Field Stress
Do Data Write Field Strain

Finish

```

Définition des variables, des paramètres, et des régions

Définition des contraintes thermiques et mécaniques aux limites

Définition des sources de chaleur (annexe F.4)

Résolution initiale des équations en stationnaire

Résolution transitoire

Écriture des fichiers de résultats

F.2 Fichier de la structure SOL.GRD

```
(* Triac TOP-Glass T092 *)
```

```
Define
```

```
xchip = 700
nxchip = 40
nxhotspot = 4
zchip = 210
nzchip = 40
```

```
xsolder = 700
nxsolder = 40
zsolder = 10
nzsolder = 5
```

```
xmetal = 700
nxmetal = 10
zmetal = 500
nzmetal = 10
```

```
XME nxchip xchip/nxchip Factor 1.1
nxmetal xmetal/nxmetal
```

```
ZME nzchip zchip/nzchip
nzsolder zsolder/nzsolder
nzmetal zmetal/nzmetal
```

```
DeleteME nxchip (nxchip+nxmetal) 0 (nzchip+nzsolder)
```

```
(*
DeleteME 0 2 35 40
*)
```

```
Material Silicon ALLME
Material Solder 0 nxsolder nzchip (nzchip+nzsolder)
Material Metal 0 (nxchip+nxmetal) (nzchip+nzsolder) (nzchip+nzsolder+nzmetal)
```

```
Boundary symmetry ZType 0 (nzchip+nzsolder+nzmetal) 0
Boundary bottom XType 0 (nxchip+nxmetal) (nzchip+nzsolder+nzmetal)
```

```
Finish
```

Géométrie de la puce

Géométrie de la brasure

Géométrie de la grille

Maillage des régions

Assignation des matériaux aux régions

Définition des limites

F.3 Fichier de paramètres SOL.PAR

```
(* Silicon *)
```

```
Set Property Material Silicon {
ThermalConductivity { 130.0, W/m*K }, (* EPIH *)
SpecificHeat { 730, J/kg*K}, (* EPIH *)
EModule { 170e9, Pa },
PoissonRatio { 0.22, Unity },
Density { 2400,kg/m**3}, (* S387 *)
ThermalExpansion { 2.5e-6, 1/K } (* EPIH *)
}
```

```
(* Hard Solder = Pb + 63 Sn *)
```

```
Set Property Material Solder {
ThermalConductivity { 60, W/m*K }, (* EPIH *)
SpecificHeat { 200, J/kg*K},
EModule { 30e9, Pa },
PoissonRatio { 0.4, Unity },
Density { 9000,kg/m**3},
ThermalExpansion { 22e-6, 1/K }
}
```

```
(* frame Copper *)
```

```
Set Property Material Metal {
ThermalConductivity { 390, W/m*K },
SpecificHeat { 1000, J/kg*K},
EModule { 110E9, Pa },
PoissonRatio { 0.34, Unity },
ThermalExpansion { 16.5e-6, 1/K }
}
```

Propriétés thermiques et mécaniques du silicium

Propriétés thermiques et mécaniques de la brasure

Propriétés thermiques et mécaniques de la grille

F.4 Fichiers de la source de chaleur

La source de chaleur est construite à partir d'un réseau de nœuds dont les coordonnées sont indiquées par les fichiers XDIST et ZDIST. Le logiciel calcule les points entre les nœuds en utilisant une interpolation avec des splines.

F.4.1 Fichier XDIST

```
0 1
70 0.6
80 0.3
100 0.2
120 0.1
150 0
```

F.4.2 Fichier ZDIST

```
0 0.0
10 0.3
20 0.4
30 0.4
40 0.6
60 0.7
80 0.85
100 0.9
120 0.9
140 1
150 1
160 0.7
180 0.4
190 0.2
200 0.1
210 0
```

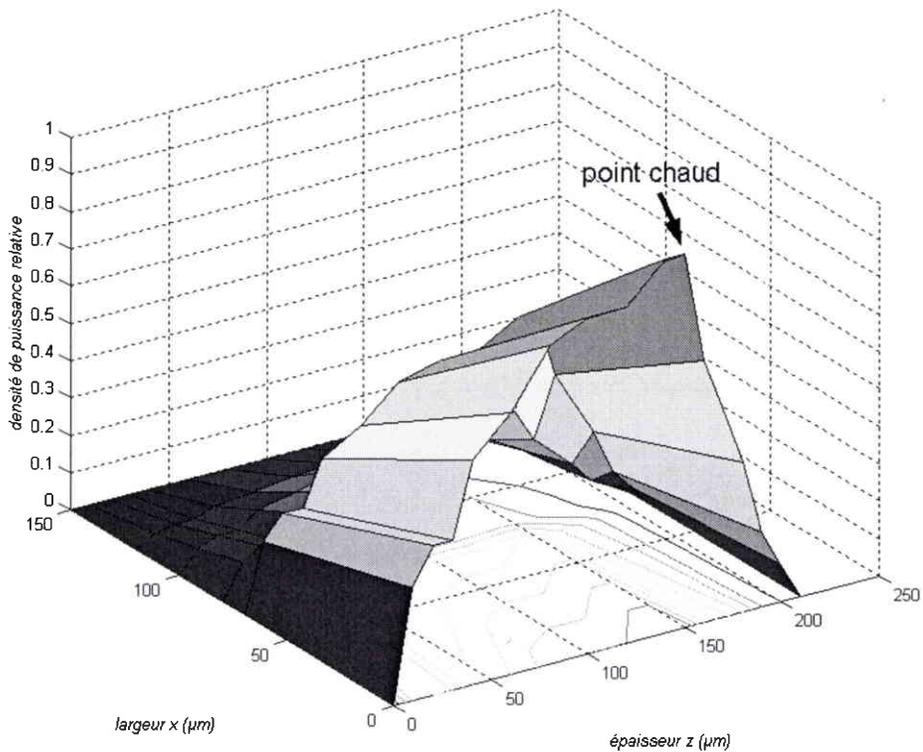


Fig. 80. Source de chaleur dans le plan x-z.

G Estimation par maximum de vraisemblance

L'estimation par maximum de vraisemblance (MLE) des paramètres d'un modèle statistique consiste à maximiser la vraisemblance, ou le logarithme de la vraisemblance, d'obtenir les données. La vraisemblance est une fonction des paramètres et des données statistiques.

Soit x_1, x_2, \dots, x_n les temps d'inspection d'un échantillon aléatoire, incluant les temps de défaillance et les temps de censure. Soit $f(\theta ; x)$ la densité de probabilité, $S(\theta ; x)$ la fonction fiabilité et $F(\theta ; x)$ la fonction de répartition ($F = 1 - S$) avec θ un vecteur des paramètres à estimer $\theta = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_p)$. Les fonctions densité de probabilité, de fiabilité et de répartition dépendent de la loi de distribution sélectionnée pour le modèle statistique. Le logarithme de la vraisemblance s'écrit :

$$L(\theta) = \sum_i \log(f(\theta; x_i)) + \sum_i \log(S(\theta; x_i)) + \sum_i \log(F(\theta; x_i)) + \sum_i [\log(F(\theta; x_{ui})) - \log(F(\theta; x_{li}))] \quad (38)$$

La première sommation est sur les unités défaillantes.

La seconde sommation est sur les unités censurées à droite (les pièces survivantes).

La troisième sommation est sur les unités censurées à gauche (les pièces qui se sont dégradées dans l'intervalle $[0 .. x_1]$).

La dernière sommation est sur les unités censurées par intervalle, et $[x_{li} .. x_{ui}]$ est l'intervalle dans lequel l'unité no i est censurée.

G.1 Script Matlab du maximum de vraisemblance

Il faut utiliser un algorithme qui permet de déterminer le vecteur θ maximisant L . La fonction FMINUNC de la Toolbox Optimization de Matlab est parfaitement adaptée à résoudre ce genre de problème. La figure 81 montre le script Matlab du maximum de vraisemblance.

Les deux paramètres de la distribution de Weibull α et β sont d'abord estimés par moindres carrés, puis un changement de variable est effectué pour obtenir μ et σ , afin d'améliorer les probabilités de convergence par MLE.

La fonction FMINUNC recherche le minimum du logarithme de la vraisemblance LOG_L en faisant varier les paramètres μ et σ . Les données nécessaires sont également introduites : les temps d'inspection x , le nombre d'unités défaillantes f , et la taille de l'échantillon N .

En sortie de la fonction FMINUNC, on obtient les valeurs estimées de μ et de σ , ainsi que la matrice des dérivées secondes H . Le négatif de l'inverse de cette matrice H est appelé la matrice de Fisher dont les termes diagonaux sont les variances de μ et σ .

```

% -----
% Estimation par maximum de vraisemblance (MLE)
% Nécessite la Toolbox Optimization
% -----

disp('Estimation des paramètres par maximum de vraisemblance...');

conv = 1e-9; % 1e-9

mu = log(alpha_LS);
si = 1/beta_LS;
x = log(t);

options = optimset('display','iter','tolx',conv,'tolfun',conv);

[theta,fval,exitflag,output,grad,hessian] = fminunc('log_L',[mu si],options,x,f,N);

H = -hessian;

mu = theta(1);
si = theta(2);

Hinv = inv(H);

fval
mu
si
H
Hinv
grad

var_mu = -Hinv(1);
var_si = -Hinv(4);
cov = -Hinv(2);

```

Fig. 81. *Script Matlab du maximum de vraisemblance.*

```

function logL = log_L(params,data,nbdef,N)

[n, m] = size(data);

if n == 1
    data = data';
    n = m;
end

mu = params(1);

mu = mu(ones(n,1),:);

si = params(2);
si = si(ones(n,1),:);

z = (data-mu)/si;
x = 1-exp(-exp(z));

logL = log(x(1))*nbdef(1);
for i=2:n
    logL = logL + (log(x(i)-x(i-1))*nbdef(i));
end;
logL = logL + (log(1-x(n))*(N-sum(nbdef)));
logL = -logL;

```

Fig. 82. *Script Matlab du logarithme de la vraisemblance.*

G.2 Script Matlab du logarithme de la vraisemblance

La figure 82 montre le script Matlab de la fonction LOG_L. Cette fonction calcule le logarithme de la vraisemblance en effectuant les sommations sur les unités censurées à gauche, par intervalles, et à droite.

Les variables μ et σ sont passées en paramètres. Les trois entrées suivantes sont respectivement les temps de défaillance, le nombre d'unités défaillantes et la taille d'échantillon. Etant donné que l'on cherche le maximum de la vraisemblance, mais que la fonction FMINUNC donne le minimum, on transforme le maximum en minimum en inversant le signe.

G.3 Surface de vraisemblance

La représentation graphique dans un espace tridimensionnel du logarithme de la vraisemblance en fonction des paramètres α et β donne la surface de vraisemblance (figure 83). Il est possible de déterminer graphiquement les paramètres α et β qui donnent un maximum de la surface (un sommet).

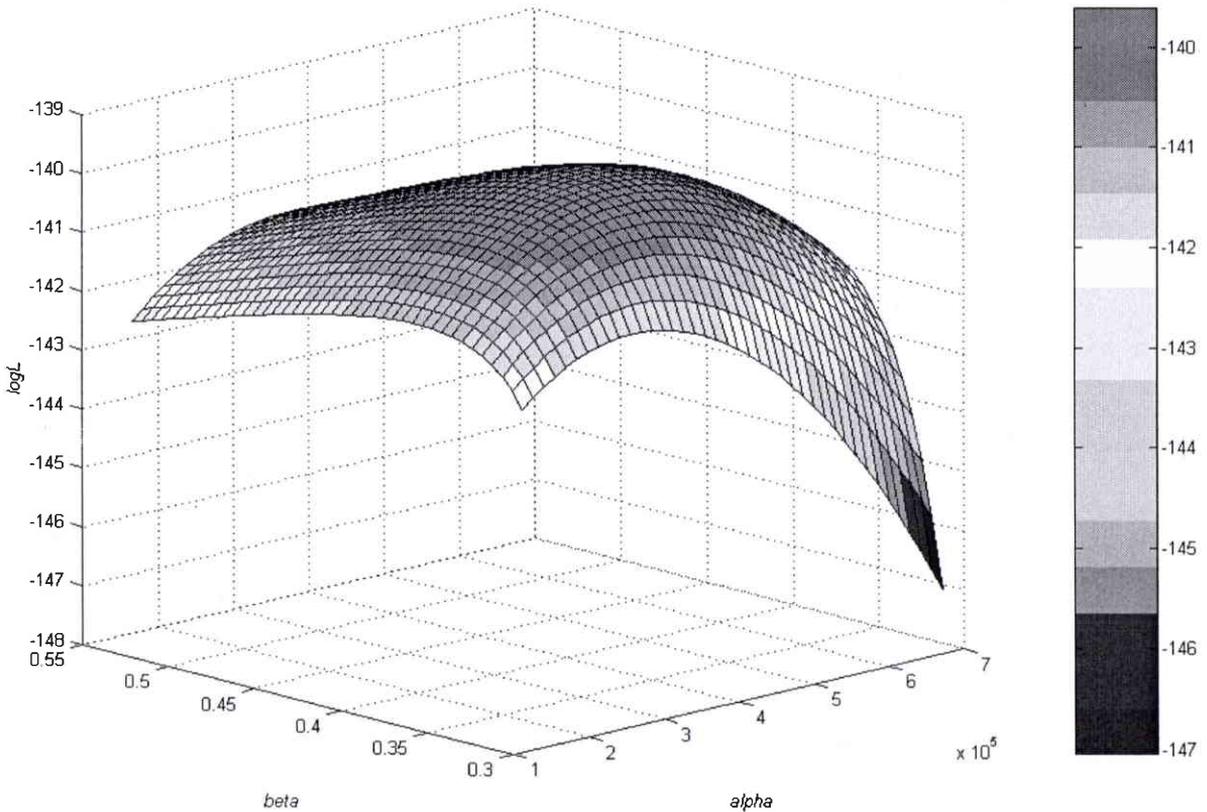


Fig. 83. Surface de vraisemblance.

G.4 Analyse de survie

La routine MLE est utilisée dans un programme d'analyse de survie Matlab dont l'interface graphique est représentée sur la figure 84.

Cette interface permet de tracer les courbes de probabilité de Weibull en déterminant certaines conditions :

- limites de l'axe des abscisses et des ordonnées;
- représentation des intervalles de confiance sur le temps ou sur la probabilité;
- choix de la méthode d'estimation de la position des points (Kaplan-Meier ou Rangs Médians).

Les données peuvent être extraites de deux types de fichiers :

- fichiers textes deux colonnes (la première colonne correspond aux temps d'inspection et la deuxième au nombre de pièces défectives);
- fichiers générés par Labview.

Un champ supplémentaire permet de calculer la durée de vie ainsi que l'intervalle de confiance sur le temps pour x ppm.

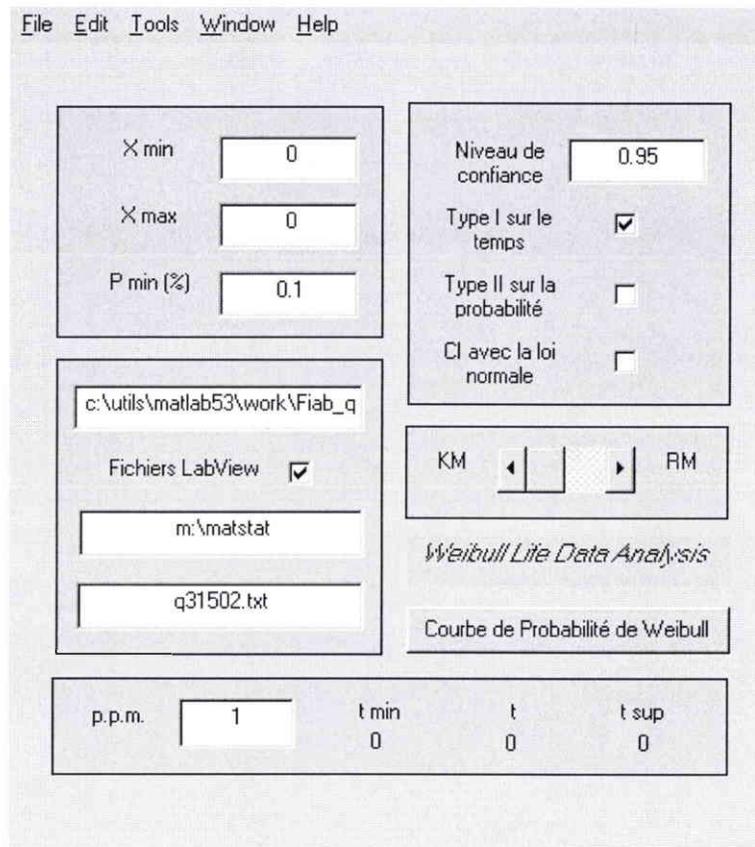


Fig. 84. Interface graphique du programme d'analyse de survie sous Matlab.

H Banc de test de fiabilité

H.1 Banc de commutation

Le banc de commutation des TRIACs est représenté sur la figure 85. Il est constitué pour la partie puissance d'un transformateur qui assure l'isolation par rapport au secteur et d'une platine qui peut supporter 40 TRIACs. La platine permet :

- l'amorçage de 40 triacs en parallèle sur la crête de tension;
- le réglage du courant de gâchette;
- la possibilité de changer la résistance du CALC afin de régler le dI/dt .

La partie commande est constituée d'un générateur d'impulsions qui permet :

- la synchronisation sur le réseau (220V, 50Hz);
- le réglage du retard de l'amorçage;
- le réglage du nombre d'impulsion;
- le choix du quadrant (Q1, Q2, Q3, Q4);
- l'amorçage dans un seul quadrant à la fois.

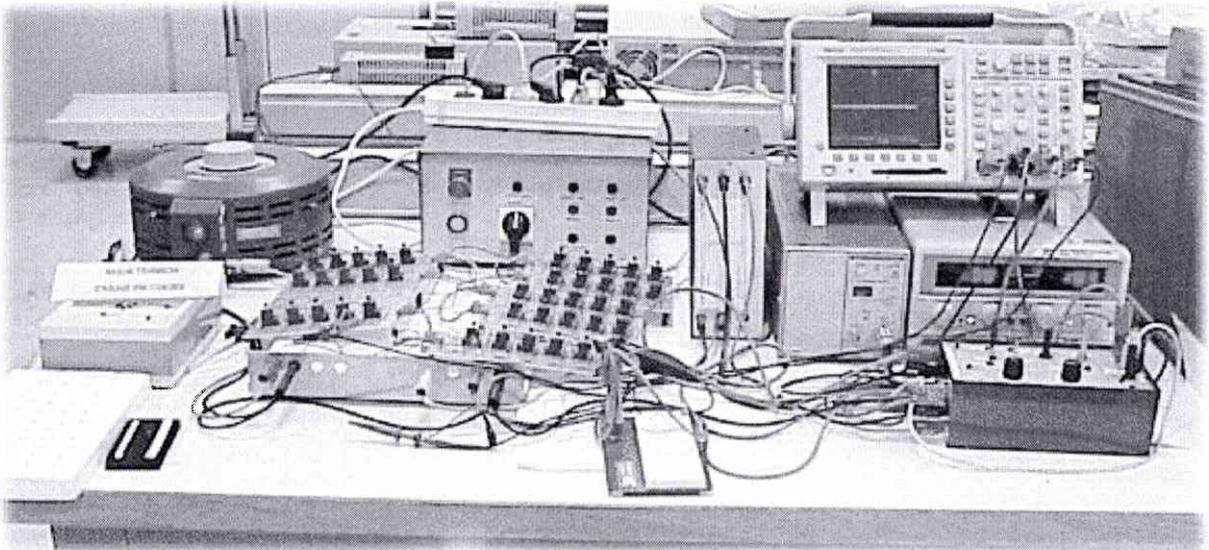


Fig. 85. Banc de commutation.

La platine de 40 TRIACs est évolutive car elle est constituée de plusieurs modules élémentaires qui sont raccordés ensemble. Un module élémentaire pour 5 TRIACs est représenté sur la figure 86. Chaque TRIAC est mis en parallèle avec un CALC. Les condensateurs de 47 nF sont auto-cicatrisants, afin d'éviter tout problème de fiabilité à ce niveau. Les TRIACs sont isolés entre eux par les résistances de charge.

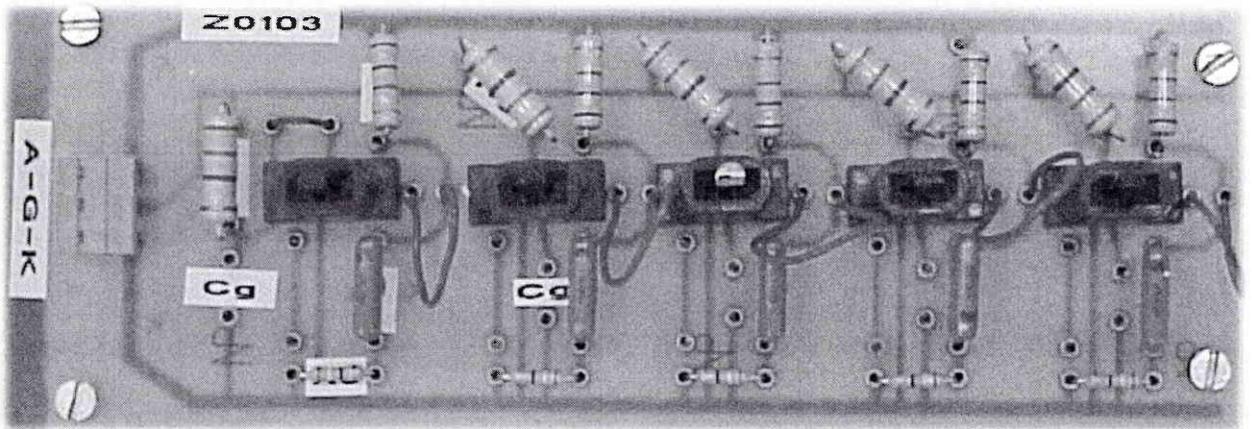


Fig. 86. *Module élémentaire.*

H.2 Banc de mesure des TRIACs

Le banc de mesure est constitué du traceur 370A (de Tektronix) relié à un ordinateur par une liaison GPIB (figure 87). L'ensemble du banc est piloté par un logiciel développé avec Labview (de National Instrument).

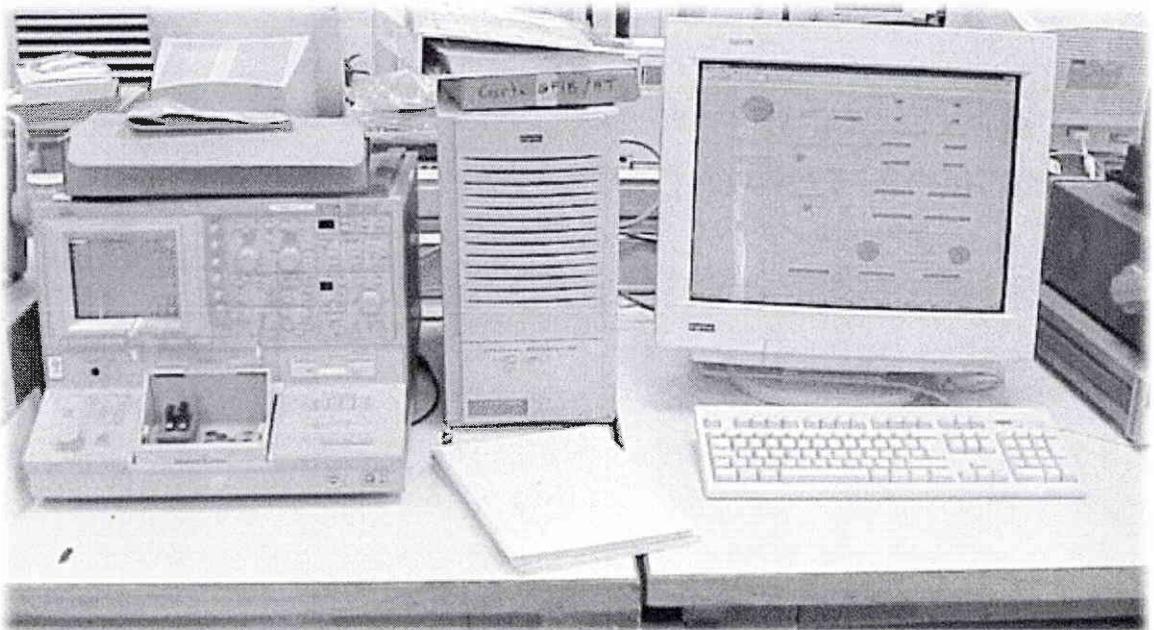


Fig. 87. *Banc de mesure des TRIACs.*

Le logiciel sous Labview permet la mesure des différentes caractéristiques électriques des TRIACs ainsi que la gestion des mesures. La figure 88 montre l'interface graphique du logiciel de mesure. Les caractéristiques électriques mesurées sont :

- la sensibilité des TRIACs dans les quatre quadrants;
- mesure de la résistance shunt R_{GK} ;

- les courants de fuite en direct et en inverse mesurés sous une tension de blocage;
 - les chutes de tension.
- La gestion des mesures passe par :
- le chemin du répertoire de travail;
 - l'indice du fichier de stockage des données;
 - le numéro du triac mesuré;
 - le pas de l'expérience (ex : 100 impulsions);
 - le critère de défaillance en ampères.

<p style="text-align: center; font-size: 24px; font-weight: bold;">GO!!</p> <p style="text-align: center;">GPIB 2</p> <p>Chemin du répertoire de travail M:\Stages\Florence\250700\</p> <p>Pas de l'expérience 204800</p> <p>N° triac 6</p> <p>Indice du fichier 5</p>	<p>Sensibilité 4 quadrants</p> <p>I_H de référence 3.50E-3</p> <p>Résistance de shunt 1.54E+3</p>	<p>I_{gt} Q2 -1.63E-3</p> <p>I_{gt} Q3 -1.72E-3</p>	<p>I_{gt} Q1 603.00E-6</p> <p>I_{gt} Q4 3.53E-3</p>
	<p>Courant de fuite</p> <p>Tension de blocage/100 4.0 6.0 2.0 8.0 0.0 10.0 6.00</p> <p>Rouge: défaut Direct Inverse Seuil de défaut en ampères 10E-6</p>	<p>Tension en inverse -597</p> <p>Courant en inverse -7E-6</p>	<p>Tension directe 603</p> <p>Courant direct 102E-3</p>
	<p>Chute de tension</p> <p>Courant I_t de référence 4.0 6.0 2.0 8.0 0.0 10.0 1.00</p> <p>Courant de gâchette 4.00E-3</p>	<p>Chute de tension en direct V_t 1.14</p> <p>Chute de tension en inverse -1.15</p>	<p>Courant de référence en direct 0.94</p> <p>Courant de référence en inverse -1.00</p>
	<p>Enregistrement</p> <p>Oui Non</p> <p>LED verte: possibilité d'enregistrement</p>		
	<p>Chemin+nom du fichier IGT M:\Stages\Florence\250700\IGT 64.txt</p>	<p>Chemin+nom du fichier IF M:\Stages\Florence\250700\IF 64.txt</p>	<p>Chemin+nom du fichier Vt M:\Stages\Florence\250700\VT 64.txt</p>

Fig. 88. Interface graphique du programme de mesure sous Labview.

I Spécifications des TRIACs Z0103MA



Z01 Series

STANDARD

1A TRIACs

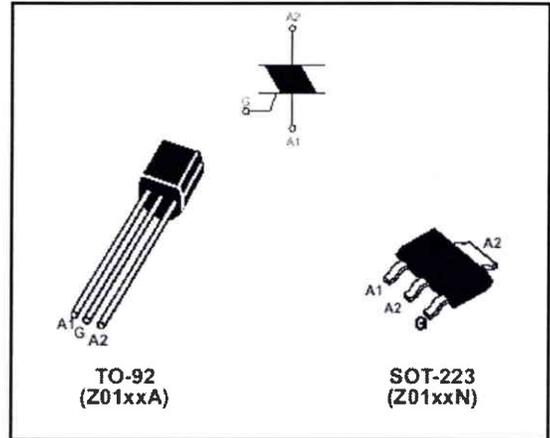
MAIN FEATURES:

Symbol	Value	Unit
$I_{T(RMS)}$	1	A
V_{DRM}/V_{RRM}	600 to 800	V
$I_{GT}(Q_1)$	3 to 25	mA

DESCRIPTION

The Z01 series is suitable for general purpose AC switching applications. They can be found in applications such as home appliances (electrovalve, pump, door lock, small lamp control), fan speed controllers,...

Different gate current sensitivities are available, allowing optimized performances when controlled directly from microcontrollers.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (full sine wave)	SOT-223	$T_{tab} = 90^{\circ}C$	1	A
		TO-92	$T_I = 50^{\circ}C$		
I_{TSM}	Non repetitive surge peak on-state current (full cycle, T_j initial = $25^{\circ}C$)	F = 50 Hz	t = 20 ms	8	A
		F = 60 Hz	t = 16.7 ms	8.5	
I^2t	I^2t Value for fusing	tp = 10 ms		0.45	A^2s
di/dt	Critical rate of rise of on-state current $I_G = 2 \times I_{GT}$, tr ≤ 100 ns	F = 120 Hz	$T_j = 125^{\circ}C$	20	A/μs
I_{GM}	Peak gate current	tp = 20 μs	$T_j = 125^{\circ}C$	1	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation	$T_j = 125^{\circ}C$		0.1	W
T_{stg} T_j	Storage junction temperature range Operating junction temperature range			- 40 to + 150 - 40 to + 125	$^{\circ}C$

Z01 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_j = 25°C, unless otherwise specified)

Symbol	Test Conditions	Quadrant		Z01xx				Unit
				03	07	09	10	
I _{GT} (1)	V _D = 12 V R _L = 30 Ω	I - II - III IV	MAX.	3 5	5 7	10 10	25 25	mA
V _{GT}		ALL	MAX.	1.3				
V _{GD}	V _D = V _{DRM} R _L = 3.3 kΩ T _j = 125°C	ALL	MIN.	0.2				V
I _H (2)	I _T = 50 mA		MAX.	7	10	10	25	mA
I _L	I _G = 1.2 I _{GT}	I - III - IV	MAX.	7	10	15	25	
		II		15	20	25	50	
dV/dt (2)	V _D = 67 %V _{DRM} gate open T _j = 110°C		MIN.	10	20	50	100	V/μs
(dV/dt) _c (2)	(di/dt) _c = 0.44 A/ms T _j = 110°C		MIN.	0.5	1	2	5	V/μs

STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Value	Unit	
V _{TM} (2)	I _{TM} = 1.4 A t _p = 380 μs	T _j = 25°C	MAX.	1.6	V
V _{to} (2)	Threshold voltage	T _j = 125°C	MAX.	0.95	V
R _d (2)	Dynamic resistance	T _j = 125°C	MAX.	400	mΩ
I _{DRM}	V _{DRM} = V _{RRM}	T _j = 25°C	MAX.	5	μA
I _{RRM}		T _j = 125°C		0.5	mA

Note 1: minimum I_{GT} is guaranteed at 5% of I_{GT} max.

Note 2: for both polarities of A2 referenced to A1

THERMAL RESISTANCES

Symbol	Parameter		Value	Unit	
R _{th}	Junction to tab (AC)		SOT-223	25	°C/W
R _{th(j-l)}	Junction to lead (AC)		TO-92	60	
R _{th(j-a)}	Junction to ambient	S = 5 cm ²	SOT-223	60	°C/W
			TO-92	150	

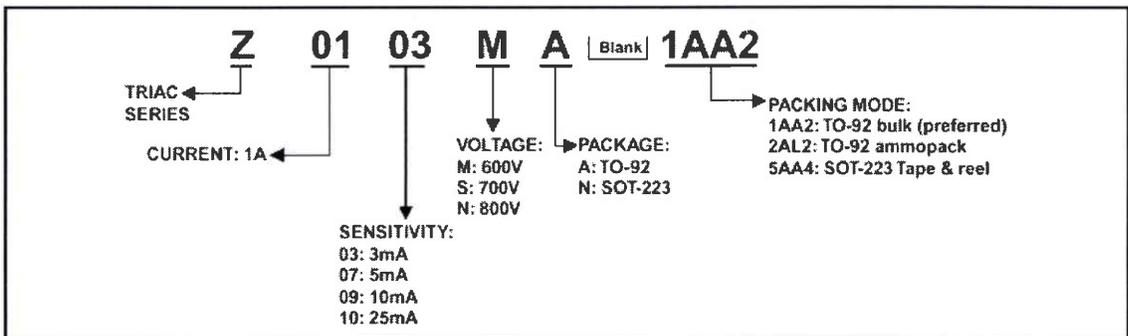
S = Copper surface under tab

PRODUCT SELECTOR

Part Number	Voltage			Sensitivity	Type	Package
	600 V	700 V	800 V			
Z0103MA	X			3 mA	Standard	TO-92
Z0103MN	X			3 mA	Standard	SOT-223
Z0103SA		X		3 mA	Standard	TO-92
Z0103SN		X		3 mA	Standard	SOT-223
Z0103NA			X	3 mA	Standard	TO-92
Z0103NN			X	3 mA	Standard	SOT-223
Z0107MA	X			5 mA	Standard	TO-92
Z0107MN	X			5 mA	Standard	SOT-223
Z0107SA		X		5 mA	Standard	TO-92
Z0107SN		X		5 mA	Standard	SOT-223
Z0107NA			X	5 mA	Standard	TO-92
Z0107NN			X	5 mA	Standard	SOT-223
Z0109MA	X			10 mA	Standard	TO-92
Z0109MN	X			10 mA	Standard	SOT-223
Z0109SA		X		10 mA	Standard	TO-92
Z0109SN		X		10 mA	Standard	SOT-223
Z0109NA			X	10 mA	Standard	TO-92
Z0109NN			X	10 mA	Standard	SOT-223

Z0110MA	X			25 mA	Standard	TO-92
Z0110MN	X			25 mA	Standard	SOT-223
Z0110SA		X		25 mA	Standard	TO-92
Z0110SN		X		25 mA	Standard	SOT-223
Z0110NA			X	25 mA	Standard	TO-92
Z0110NN			X	25 mA	Standard	SOT-223

ORDERING INFORMATION



Z01 Series

OTHER INFORMATION

Part Number	Marking	Weight	Base quantity	Packing mode
Z01xxyA 1AA2	Z01xxyA	0.2 g	2500	Bulk
Z01xxyA 2AL2	Z01xxyA	0.2 g	2000	Ammopack
Z0103yN 5AA4	Z3y	0.12 g	1000	Tape & reel
Z0107yN 5AA4	Z7y	0.12 g	1000	Tape & reel
Z0109yN 5AA4	Z9y	0.12 g	1000	Tape & reel
Z0110yN 5AA4	Z0y	0.12 g	1000	Tape & reel

Note: xx = sensitivity, y = voltage

Fig. 1: Maximum power dissipation versus RMS on-state current (full cycle).

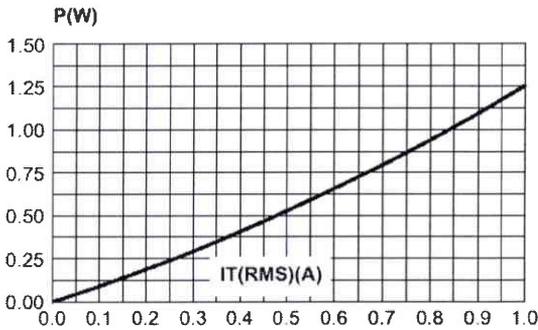


Fig. 2-2: RMS on-state current versus ambient temperature (full cycle).

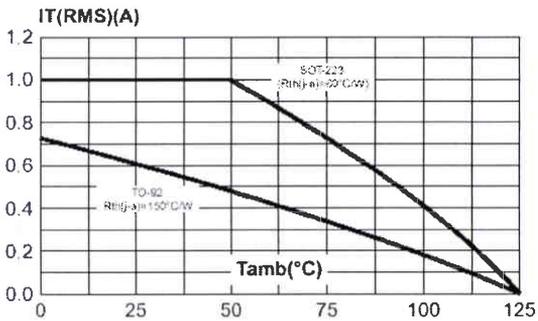


Fig. 2-1: RMS on-state current versus ambient temperature (full cycle).

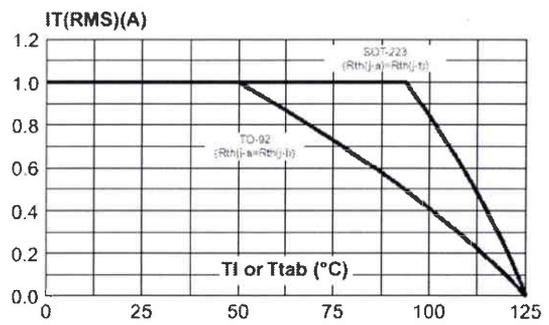


Fig. 3: Relative variation of thermal impedance junction to ambient versus pulse duration.

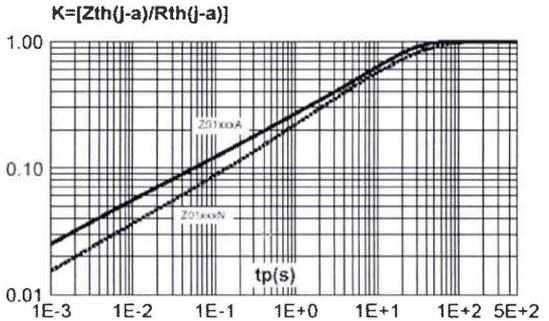


Fig. 4: Relative variation of gate trigger current, holding current and latching current versus junction temperature (typical values).

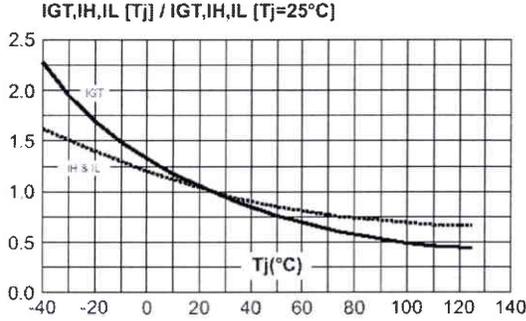


Fig. 5: Surge peak on-state current versus number of cycles.

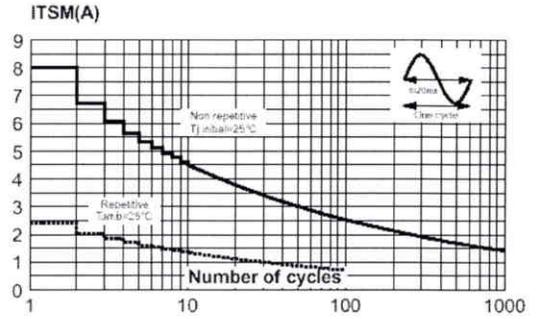


Fig. 6: Non-repetitive surge peak on-state current for a sinusoidal pulse with width $t_p < 10\text{ms}$, and corresponding value of I^2t .

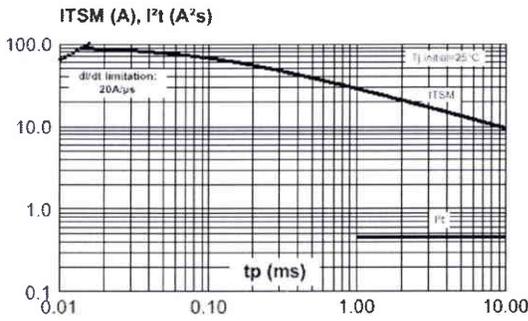


Fig. 7: On-state characteristics (maximum values).

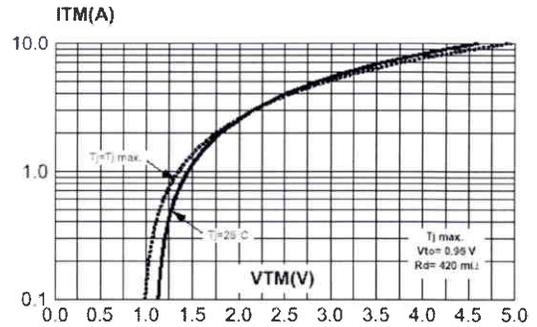


Fig. 8: Relative variation of critical rate of decrease of main current versus $(dV/dt)_c$ (typical values).

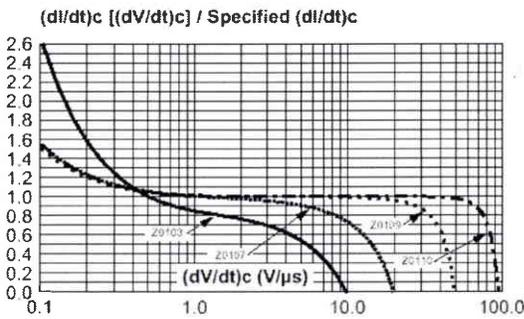
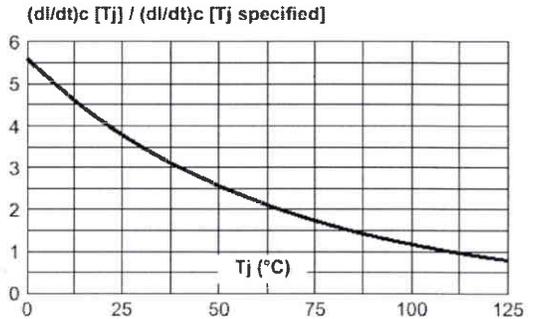
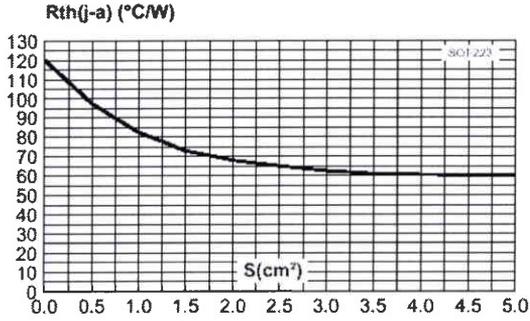


Fig. 9: Relative variation of critical rate of decrease of main current versus junction temperature.



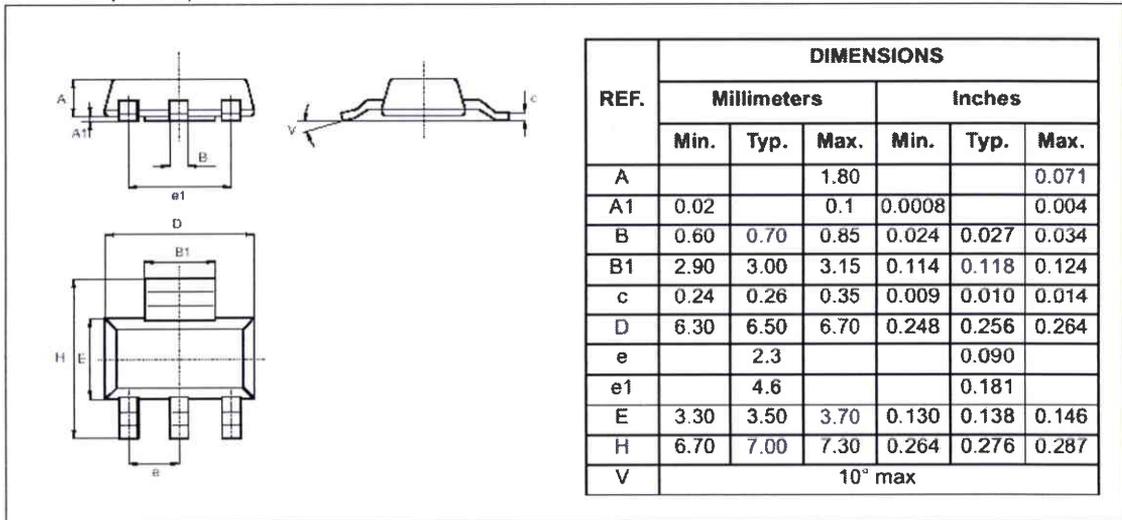
Z01 Series

Fig. 10: SOT-223 Thermal resistance junction to ambient versus copper surface under tab (printed circuit board FR4, copper thickness: 35µm).



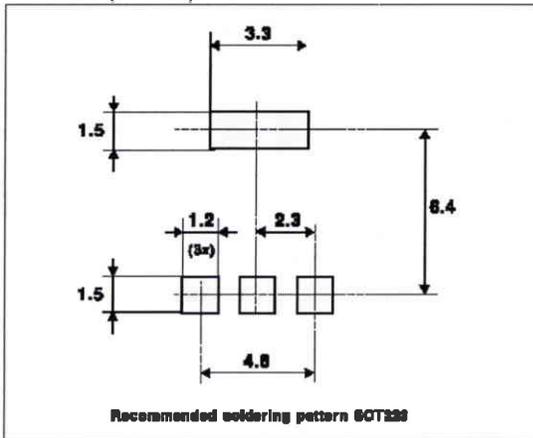
PACKAGE MECHANICAL DATA

SOT-223 (Plastic)



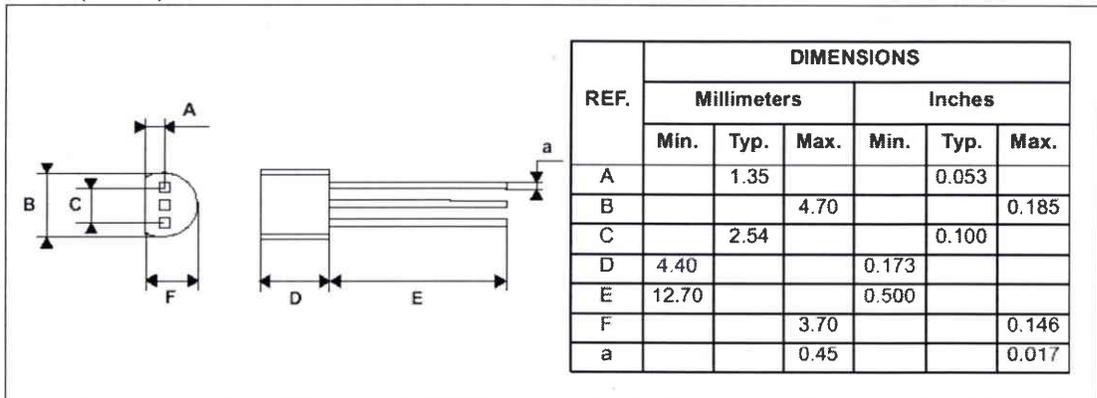
FOOTPRINT DIMENSIONS (in millimeters)

SOT-223 (Plastic)



PACKAGE MECHANICAL DATA

TO-92 (Plastic)



J Dimensions de la structure TRIAC Z0103MA en boîtier TO92

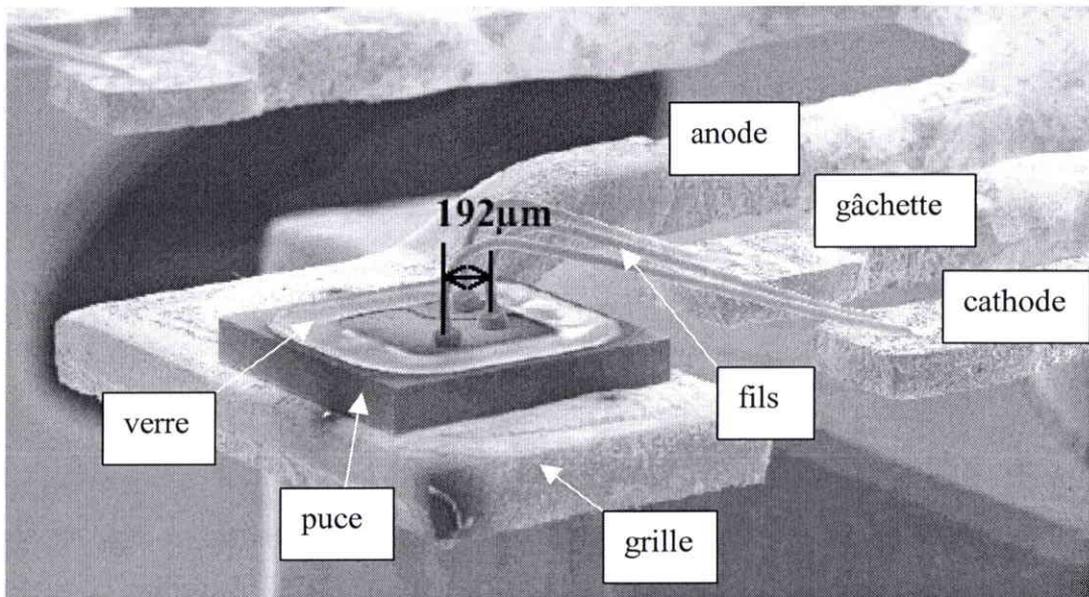


Fig. 89. *Vue MEB d'un TRIAC Z0103 décapsulé.*

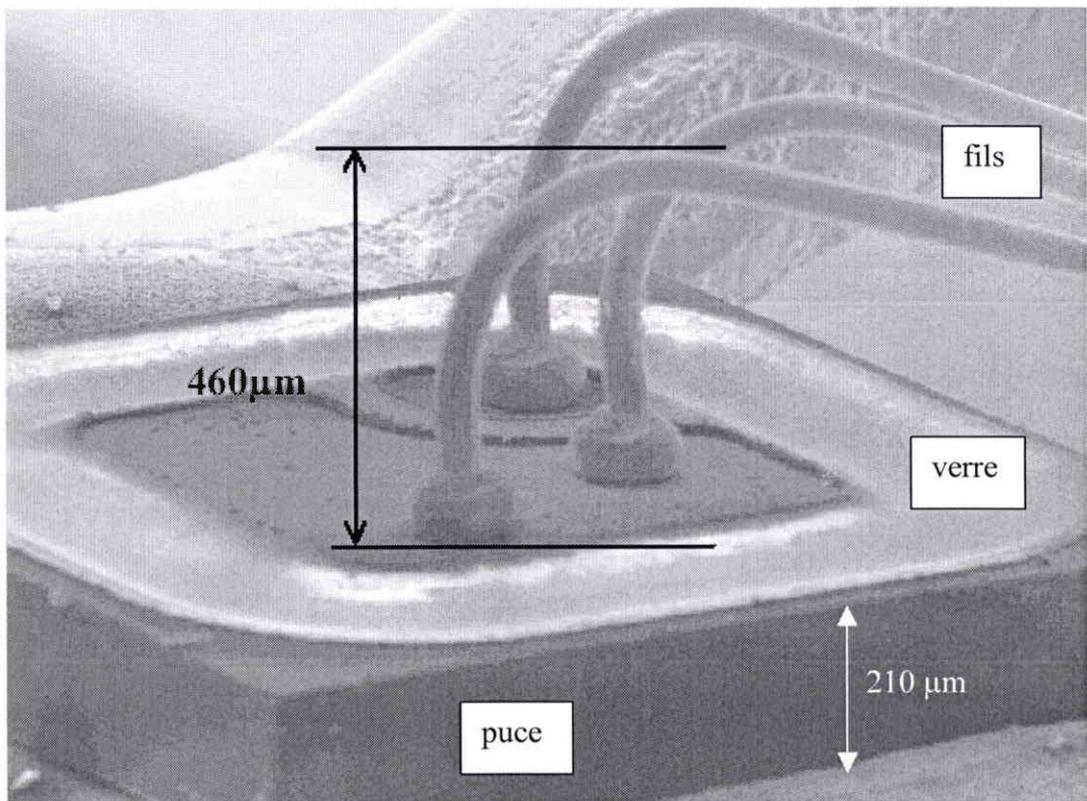


Fig. 90. *Vue rapprochée au MEB du TRIAC.*

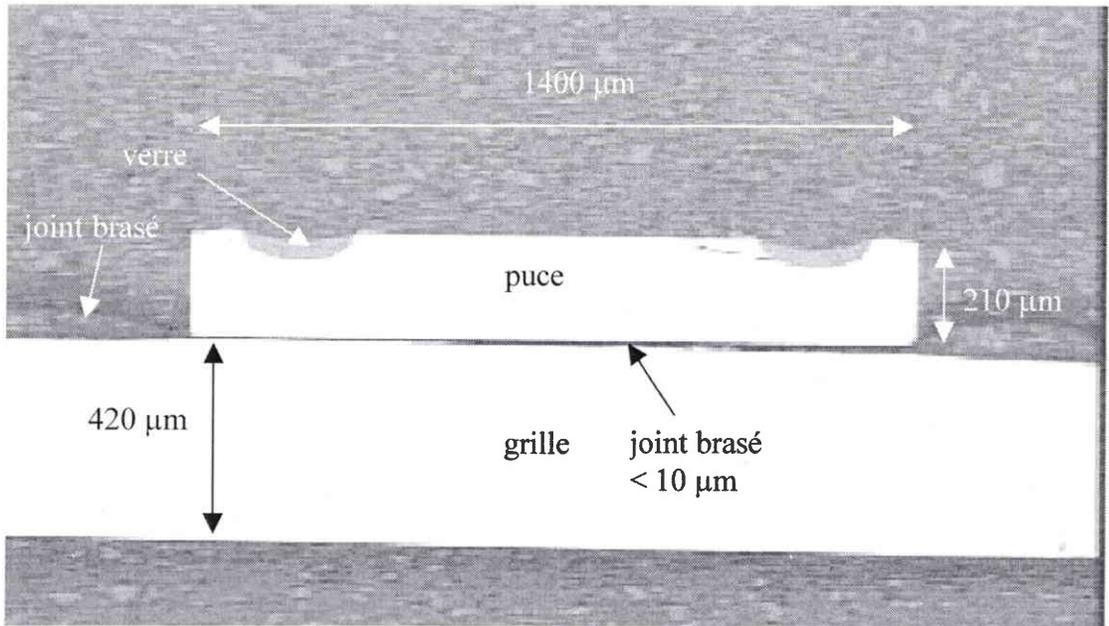


Fig. 91. Section du TRIAC : dimensions des différentes couches.

TITRE :

Fiabilité fonctionnelle et mécanismes de dégradation des TRIACs soumis aux chocs thermiques par di/dt à la fermeture.

RESUME :

Les TRIACs sont des interrupteurs bidirectionnels en courant et tension, généralement protégés des parasites du secteur (dV/dt) par un CALC. Ce circuit de protection provoque à la fermeture des TRIACs une forte contrainte électrique (di/dt), responsable de la dégradation prématurée des composants. L'auteur étudie les effets thermoélectriques et thermomécaniques de la fermeture des TRIACs sous fort di/dt par l'intermédiaire de simulations transitoires ISE et de l'analyse de défaillance. Le mécanisme de dégradation est caractérisé par la formation de points chauds dans la structure (choc thermique par di/dt) qui induisent des forces mécaniques de tension dans la puce. A chaque cycle de commutation, ces contraintes mécaniques développent les défauts initiaux en micro-fissures soit dans le volume du silicium, soit à l'interface avec le contact métallique. L'analyse statistique de cette fatigue thermique des TRIACs montre que les composants défont en suivant une distribution de Weibull. Une loi d'extrapolation de la durée de vie, obtenue théoriquement par les mécanismes de dégradation, est validée par les tests accélérés de fiabilité. Cette loi permet notamment d'estimer la durée de vie des TRIACs sous des contraintes di/dt nominales de fonctionnement.

MOTS CLES :

TRIAC, CALC, di/dt , choc thermique, point chaud, élévation de température, fatigue thermique, contrainte mécanique, fissure, fusion, courant de fuite, fiabilité fonctionnelle, MLE, Weibull, mixture, mortalité infantile, défauts latents, tests accélérés, loi d'extrapolation.

TITLE :

Functional reliability and degradation mechanisms of TRIACs submitted to di/dt thermal shocks at turn-on.

ABSTRACT :

TRIACs are bi-directional current switches that are generally protected from perturbations, like dV/dt , by a Snubber circuit. This circuit creates, at the turn-on of the TRIACs, high current pulses (di/dt) responsible of the early degradation of the power devices. The author studies the thermoelectric and thermomechanical effects of the turn-on of TRIACs under strong di/dt through transient ISE simulations and failure analysis. The degradation mechanism is characterised by the formation of hot spots in the structure (silicon undergoes a thermal shock) that induce mechanical tensile forces in the die. These cycles of mechanical stress develop the initial defects in fatigue micro-cracks in the silicon bulk or at the interface with the metallic contact. The statistical analysis of the thermal fatigue of the TRIACs shows that the device failures follow a Weibull distribution. An extrapolation law, obtained theoretically from the degradation mechanism, is validated by accelerated life tests. This law is used to estimate the lifetime of the TRIACs under nominal di/dt for a defined application.

KEY WORDS :

TRIAC, Snubber, di/dt , thermal shock, hot spot, thermal gradient, thermal fatigue, mechanical stress, crack, fusion, leakage current, functional reliability, MLE, Weibull, mixture, infantile mortality, latent defect, accelerated life tests, extrapolation law.