



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

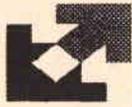
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

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

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

6156377

S/172 99/30

UNIVERSITE DE
METZ

**Laboratoire Interfaces Composants et
Microélectronique**
Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique des
Solides



Supélec

THESE

Présentée à l'Université de Metz pour l'obtention du diplôme de
DOCTEUR de l'Université de METZ

Spécialité : **Electronique**
Ecole Doctorale : **PROMEMA**

**ANALYSE DES DEFAUTS INDUITS PAR IRRADIATIONS
IONISANTE ET A EFFETS DE DEPLACEMENT DANS DES
STRUCTURES MCT (MOS Controlled Thyristor) A PARTIR
DE MESURES ELECTRIQUES ET PAR SIMULATION**

Par

Ahmed HADDI

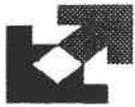
Soutenue le 15 Novembre 1999 devant le jury composé de Messieurs :

Leonard ADAMS	Professeur, Brunel University, Londres	Examineur
Jean-Pierre CHARLES	Professeur, LICM, Université de Metz	Directeur de thèse
Omar ELMAZRIA	M ^c . de conférences, LPMIA, Université de Nancy	Examineur
Alain HOFFMANN	M ^c . de conférences, HDR, Université de Metz	Co-directeur
Robert JERISIAN	Professeur, LMP, Université de Tours	Rapporteur
Francis JOFFRE	Ingénieur, CEA-LETI/DEIN, SACLAY	Examineur
Bernard LEPLEY	Professeur, LICM, Université de Metz	Examineur
Daniel MATHIOT	Professeur, PHASE, Université de Strasbourg	Rapporteur

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE DE METZ



022 304541 1



UNIVERSITE DE
METZ

**Laboratoire Interfaces Composants et
Microélectronique**
Centre Lorrain d'Optique et d'Electronique des
Solides



Supélec

THESE

Présentée à l'Université de Metz pour l'obtention du diplôme de
DOCTEUR de l'Université de METZ

Spécialité : **Electronique**
Ecole Doctorale : **PROMEMA**

ANALYSE DES DEFAUTS INDUITS PAR IRRADIATIONS IONISANTE ET A EFFETS DE DEPLACEMENT DANS DES STRUCTURES MCT (MOS Controlled Thyristor) A PARTIR DE MESURES ELECTRIQUES ET PAR SIMULATION

Par

Ahmed HADDI

Soutenue le 15 Novembre 1999 devant le jury composé de Messieurs :

Leonard ADAMS
Jean-Pierre CHARLES
Omar ELMAZRIA
Alain HOFFMANN
Robert JERISIAN
Francis JOFFRE
Bernard LEPLEY
Daniel MATHIOT

Professeur, Brunel University, Londres
Professeur, LICM, Université de Metz
M^e. de conférences, LPMIA, Université de Nancy
M^e. de conférences, HDR, Université de Metz
Professeur, LMP, Université de Tours
Ingénieur, CEA-LETI/DEIN, SACLAY
Professeur, LICM, Université de Metz
Professeur, PHASE, Université de Strasbourg

Examinateur
Directeur de thèse
Examinateur
Co-directeur
Rapporteur
Examinateur
Examinateur
Rapporteur

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE - METZ	
N° inv.	19990805
Cote	S/M3 99/30
Loc	Magasin

Je dédie ce mémoire à

Mon père, à ma mère,
à tous mes frères et sœurs,
à mes neveux Naïm et Samira
et à tous ceux qui me sont chers

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à l'institut CLOES de l'Université de METZ, au Laboratoire Interfaces Composants et Micro-électronique, dirigé par le Professeur Bernard LEPLEY que je tiens à remercier pour m'y avoir accueilli et accepté de présider le jury de ma thèse.

Je remercie tout particulièrement le Professeur Jean-Pierre CHARLES, responsable de l'équipe "**Opération 3**", pour la confiance qu'il m'a accordée en m'accueillant au sein de son groupe. Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance pour ses conseils, tant sur le plan scientifique que sur le plan humain.

J'ai le vif plaisir de remercier Monsieur Alain HOFFMANN, Maître de Conférences, pour son aide précieuse et sa participation pour mener à terme ce travail. Je tiens à lui exprimer toute ma reconnaissance pour ses conseils, sa disponibilité et son amitié.

Je suis très honoré que Monsieur Robert JERISIAN, Professeur à l'Université de Tours, et Monsieur Daniel MATHIOT, Professeur à l'Université de Strasbourg, aient accepté la lourde charge d'être rapporteurs de ce travail.

Je remercie également le Professeur Leonard ADAMS pour sa collaboration et sa présence en tant qu'examineur de ma thèse.

Que Monsieur Omar ELMAZRIA, Maître de Conférences à Nancy, et Monsieur Francis JOFFRE, Ingénieur au CEA-LETI/DEIN de Saclay, soient remerciés pour l'honneur qu'ils fait en acceptant d'être examinateurs de ce travail.

J'exprime également ma gratitude à tous mes amis que j'ai eu le plaisir de côtoyer tout au long de ma thèse : Abdelaziz, Ali, Dr. Bakhtiar, Saïd... Mes remerciements s'adressent à tous les membres du LICM et d'une façon générale à tout le CLOES.

Enfin, une pensée toute particulière à mes parents, mes frères et sœurs, mes amis et à tous ceux qui me sont chers.

Collaborations

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé avec leurs précieuses collaborations à la réalisation de ce travail.

HARRIS Semiconductor (USA) : pour la fourniture des composants MCT étudiés.

ESA-ESTEC (Hollande) : pour le décapage d'un composant MCT et la réalisation de photographies sur sa structure ainsi que pour la mesure de sa surface active. Nous remercions en particulier Monsieur Leonard Adams pour toutes les facilités qu'il nous a offertes.

CEA/LETI/DEIN SACLAY (Paris France) : pour avoir permis la réalisation des irradiations gamma (Co-60) sur nos composants, Monsieur Francis Joffre.

CEA-DAM (Valduc France) : Monsieur Philippe Zyromski trouve ici nos sincères remerciements pour la réalisation des irradiations aux neutrons (PROSPERO) sur nos échantillons.

CYCLOTRON-UCL (L.L.N Belgique) : Monsieur Guy Berger pour son assistance, sa disponibilité et sa gentillesse.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	6
CHAPITRE 1 : Eléments de base des structures étudiées	8
Introduction	9
1.1 Diode (équations et modèles)	9
1.1.1 Recombinaison des porteurs	10
1.1.2 Diffusion des porteurs	11
1.1.3 Modélisation de la jonction	12
1.2 Transistor bipolaire	13
1.2.1 Montage émetteur commun	13
1.3 Vertically double diffused MOSFET : VDMOSFET	14
1.3.1 Equations régissant le fonctionnement du VDMOSFET	15
1.3.1.1 Tension de seuil	16
1.3.1.2 Résistance du canal	17
1.4 Thyristor de puissance	19
1.4.1 Constitution et principe de fonctionnement	19
1.4.1.1 Couche de cathode	20
1.4.1.2 Couche de commande	20
1.4.1.3 Couche de blocage	21
1.4.1.4 Couche d'anode	21
1.4.1.5 Principe de fonctionnement	21
1.5 Historique et généralités sur les composants à commande isolée	24
1.5.1 Présentation de structures à commande isolée	25
1.5.1.1 Description de l'IGBT	26
1.5.1.2 Description de l'IGTH	27
1.5.1.3 Description du composant MCT	29
1.5.1.3.a Structure et principe de fonctionnement	30

1.5.1.3.b	Structure multicellulaire des MCTs étudiés	33
1.5.1.3.c	Description des composants MCT étudiés	35
Conclusion		38

CHAPITRE 2 : Analyse des effets induits par des irradiations

gamma (Co-60) sur les composants MCT		40
Introduction		41
2.1 Variation de la tension de seuil du P-MOSFET du MCT		41
2.2 Détermination des densités de charges piégées		46
2.2.1 Application de la méthode de McWhorter		47
2.2.1.1 Détermination de C_{OX}		48
2.2.1.2 Détermination de C'_M		48
2.2.1.3 Détermination de I_{MG}		49
2.2.1.4 Détermination de ΔN_{OT} et ΔN_{IT}		50
2.2.2 Résumé		51
2.3 Evolution de la tension de seuil du N-MOSFET du MCT		52
2.3.1 Détermination de V_{THN} du N-MOSFET à partir du C-V simulé		53
2.3.2 Détermination de la variation de V_{THN}		55
2.4 Caractérisation de la jonction de cathode (J_3)		59
2.4.1 Evolution de la caractéristique de la jonction de cathode		59
2.4.2 Analyse numérique des caractéristiques		61
Conclusion		65

CHAPITRE 3 : Etude des effets induits par des irradiations Neutron

sur les composants : diode, IGBT et MCT		66
Introduction		67
3.1 Effets de l'IN sur les diodes		69
3.2 Effets de l'IN sur les IGBTs		71
3.2.1 Caractéristique de transfert $I_{AK}-V_{GK}$		72
3.2.2 Caractéristique de sortie $I_{AK}-V_{AK}$		75
3.2.3 Mesures en commutation de l'IGBT		78
3.3 Effets induits par irradiation neutrons dans les MCTs		82

3.3.1	Evolution de la caractéristique de transfert $I_{AK}-V_{GA}$	83
3.3.2	Etude de la caractéristique de sortie $I_{AK}-V_{AK}$	85
3.3.2.1	analyse numérique de la caractéristique $I_{AK}-V_{AK}$	85
3.3.2.2	Verrouillage du MCT	87
3.3.3	Caractéristiques dynamiques du MCT	93
3.3.3.1	Amorçage du MCT	93
3.3.3.2	Blocage du MCT	95
	Conclusion	101
CHAPITRE 4 : Simulation		102
	Introduction	103
4.1	Modélisation de la structure du MCT	103
4.1.1	Définition du maillage	104
4.1.2	Construction de la structure	105
4.1.3	Modèles physiques utilisés pour la simulation	108
4.1.4	Calibrage des paramètres des modèles physiques choisis	109
4.2	Simulation de la caractéristique C-V du MCT	110
4.2.1	Le caisson N++ (source du N-MOSFET)	110
4.2.2	Le caisson P+	112
4.2.3	Le N-well	114
4.2.4	Le P-épi	116
4.2.5	La structure totale du MCT	118
4.3	Simulation des effets dus à l'irradiation par des neutrons	120
4.3.1	Introduction de défauts dans la simulation à l'aide de ATLAS	120
4.3.2	Application à la diode	121
4.3.3	Application au composant MCT	122
4.3.3.1	Simulation en statique	122
4.3.3.2	Simulation en dynamique	125
	Conclusion	127
CONCLUSION GENERALE		129
BIBLIOGRAPHIE		133
ANNEXES		140

Symboles et abréviations

ESA	: European Space Agency
CEA	: Commissariat à l'Énergie Atomique
MOSFET	: Métal-Oxyde-Semiconductor Field Effect Transistor
VDMOSFET	: Vertically Diffused MOSFET
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
IGTH	: Insulated Gate Thyristor
GTO	: Gate Turn Off thyristor
MCT	: MOS Controlled Thyristor
SOA	: Safe Operating Area
ZCE	: Zone de charge d'espace
DLTS	: Deep Level Transient Spectroscopy
C-V	: Capacité-tension
C-T	: Capacité-température
G-T	: Conductance-température
IN	: Irradiation neutron
IE	: Irradiation électron
Electrodes	: A (anode), K (cathode), G (grille), D (drain), S (source), Sub (substrat), B (base), C (collecteur) et E (émetteur)
$A_{1,2}$: facteurs de qualité
C_{ACC}	: Capacité d'accumulation
C_{INV}	: Capacité d'inversion
C_{OX}	: Capacité d'oxyde
d_{OX}	: épaisseur d'oxyde
g_m	: transconductance
I_{01}	: courant de saturation inverse associé à la diffusion
I_{02}	: courant de saturation inverse associé à la recombinaison
I_{AK}	: courant anode-cathode
I_{MG}	: courant de middle-gap
I_S	: courant d'accrochage du thyristor
I_H	: courant de maintien du thyristor

I_L	: courant de fuite du thyristor
K_b	: constante de Boltzmann
L	: Longueur du canal
L_B	: Longueur de Debye
N_A	: concentration des dopants dans le canal
n_i	: concentration intrinsèque du Si
q	: charge d'un électron
R_n	: Résistance relative à la base N' du thyristor
R_p	: Résistance relative à la base P' du thyristor
R_L	: Résistance de charge dans le circuit de test de la commutation
R_S	: Résistance série
R_{Sh}	: Résistance shunt
T	: Température
t_f	: temps de descente (fall time)
t_r	: temps de montée (rise time)
V_{AK}	: tension anode-cathode
V_{GA}	: tension grille-anode
V_{MG}	: tension de middle-gap
V_{THP}	: tension de seuil du P-MOSFET du MCT
V_{THN}	: tension de seuil du N-MOSFET du MCT
V_{FB}	: tension de bande plate (flat band)
W	: largeur du canal
β	: gain en courant du transistor bipolaire
Ψ_S	: potentiel de surface
μ_{eff}	: mobilité effective dans la canal
μ_0	: mobilité à faible champ
ϵ_{OX} et ϵ_{SI}	: permittivité de l'oxyde et du silicium
τ	: durée de vie des porteurs minoritaires
θ	: paramètre d'atténuation de la mobilité
ΔN_{OT}	: variation des charges piégées dans l'oxyde du P-MOSFET du MCT
ΔN_{IT}	: variation des charges à l'interface Si/SiO ₂ du P-MOSFET du MCT
ΔD_{OT}	: variation des charges piégées dans l'oxyde du N-MOSFET du MCT
ΔD_{IT}	: variation des charges à l'interface Si/SiO ₂ du N-MOSFET du MCT

INTRODUCTION

Dans le but de fabriquer un interrupteur proche de l'idéal (faibles pertes de puissance en conduction et en commutation) les concepteurs de composants de puissance ont essayé d'intégrer dans un même composant une structure MOS et une structure bipolaire. L'intérêt du MOS est la facilité de commande et la rapidité en commutation. La structure bipolaire présente une faible tension de déchet et un pouvoir de commuter de forts courants. De cette association sont nés l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et le MCT (MOS Controlled Thyristor).

Bien que la première structure hybride MOS-Thyristor ait été réalisée en 1979, le premier MCT n'a vu le jour qu'en 1984 et n'a été commercialisé par HARRIS Semiconductor (seul constructeur des MCTs à ce jour) qu'en 1992.

Le MCT, comme son nom l'indique, est un thyristor commandé en fermeture (amorçage) par un P-MOSFET et en ouverture (blocage) par un N-MOSFET. Il trouve son intérêt dans les applications nécessitant de forts courants et de faibles pertes en conduction tout en ayant la rapidité de commutation du MOSFET. Ces applications couvrent les domaines industriels éventuellement en milieux radiatifs (spatiaux ou nucléaires). Deux types d'effets des irradiations sur les composants électroniques sont considérés : l'effet d'ionisation et l'effet de déplacement d'atomes. Ce travail a pour but de pousser l'étude et l'analyse des effets induits par des irradiations ionisantes (gamma) et à effets de déplacement (neutrons) dans le composant MCT. Cette caractérisation après de telles agressions externes apparaît primordiale pour répondre aux exigences des applications dans les milieux hostiles.

Le point de départ de ce document porte sur le rappel des principaux résultats théoriques régissant le fonctionnement des éléments de base de la structure MCT étudiée : jonction PN, transistor bipolaire, VDMOSFET et thyristor. Ces développements théoriques sont rappelés dans le but de poser les bases nécessaires à la mise en œuvre des méthodes d'analyse et d'interprétation des résultats expérimentaux. Une description de quelques structures hybrides sera présentée, en particulier celles des composants qui sont proches de celle du MCT, IGBT et IGTH (Insulated Gate Thyristor), et qui permettent d'éclairer le fonctionnement du MCT.

Un accent particulier est porté sur la présentation de la structure et le fonctionnement en commutation du MCT ainsi que sa caractérisation électrique.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude des effets induits par une irradiation ionisante (gamma au Co-60) dans le composant MCT. Nous analyserons, en particulier, les effets de dose cumulée sur les transistors P-MOSFET et N-MOSFET de commande du MCT ainsi que sur la jonction base-émetteur du transistor bipolaire NPN. Ces effets purement ionisants permettent de regarder le comportement des MCTs face à ce type de dégradation. L'irradiation par neutrons ayant un effet à la fois ionisant et de déplacement.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et l'analyse des effets de déplacement induits par des irradiations neutrons issus du réacteur Prospero dans des composants à semiconducteurs. Afin de bien comprendre les dégradations induites dans la structure du MCT une pré-étude sur des composants présentant une structure plus simple (diode et IGBT) a été réalisée.

Le dernier chapitre concerne la modélisation de la structure du MCT et des phénomènes physiques et électriques gouvernant son comportement électrique en utilisant le simulateur de dispositifs 2D-ATLAS II (version PISCES de SILVACO). La première partie est consacrée à la simulation et l'analyse des mesures capacité-tension. Ceci afin de bien montrer le rôle joué par l'ensemble des couches dans la mesure de cette caractéristique sur le MCT. Une seconde partie est consacrée à la simulation des effets induits par irradiation neutrons dans ce composant. L'objectif de la simulation étant de valider les hypothèses proposées lors des études électriques.

CHAPITRE 1

Eléments de base des structures étudiées

Introduction

Les composants de puissances, tels que l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) et le MCT (MOS Controlled Thyristor), ont des structures hybrides et complexes car ils sont le résultat de combinaisons de structures MOS et bipolaires. Par conséquent, la caractérisation et l'étude de telles structures nécessitent celles des structures élémentaires qu'elles comportent : diode, transistor bipolaire, MOSFET et thyristor. Il nous paraît donc utile de faire une introduction aux différents éléments de base de ces structures.

La première partie de ce chapitre est donc consacrée à l'étude des phénomènes de diffusion et de recombinaison dans la jonction PN, ainsi qu'à la modélisation de celle-ci. Le fonctionnement en montage émetteur commun du transistor bipolaire est rappelé dans le deuxième paragraphe de ce chapitre. Dans une troisième partie, nous présentons le VDMOSFET et nous expliquerons brièvement son fonctionnement. Nous rappellerons également les résultats théoriques régissant le fonctionnement de chacune des structures étudiées. Un rappel des phénomènes de conduction dans un thyristor est présenté. Nous présentons ensuite le fonctionnement en ouverture (blocage) et en fermeture (amorçage) de la structure à quatre couches. Enfin, dans la dernière partie nous étudierons quelques composants de puissance à grille isolée : IGBT, IGTH et MCT. En particulier, la structure et le fonctionnement du MCT ont été détaillés.

1.1 Jonction PN (équations et modèles)

La jonction PN est un élément commun à toutes les structures microélectroniques. Son étude permet une compréhension des phénomènes de conduction dans des structures plus complexes, telles que l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ou le MCT (MOS Controlled Thyristor).

Nous allons nous intéresser dans une première partie, aux différents modèles et équations pris en compte dans ce travail pour analyser les jonctions. Les modèles intègrent les processus liés à la recombinaison et à la diffusion des porteurs mais également les pertes éventuelles.

1.1.1 Recombinaison des porteurs

Pour un semiconducteur intrinsèque, les concentrations d'électrons n_i et de trous p_i sont les mêmes :

$$n_i = p_i \quad (\text{éq. I.1})$$

Dans le cas d'un semiconducteur à l'équilibre fortement dopé en atomes donneurs de concentration N_D :

$$\begin{cases} n_n = N_D & \text{(a)} \\ p_n = \frac{n_i^2}{n_n} = \frac{n_i^2}{N_D} & \text{(b)} \end{cases} \quad (\text{éq. I.2})$$

avec,

$$n p = n_i^2 \quad (\text{éq. I.3}),$$

Supposons que, par un moyen quelconque (perturbation extérieure telle qu'une tension électrique ou un rayonnement électromagnétique), à l'instant $t=0$, la concentration des électrons et des trous du semiconducteur augmentent d'une quantité Δn et Δp . Lorsqu'on élimine la cause extérieure de l'augmentation des porteurs, la concentration instantanée des électrons et des trous, en régime de faible injection, s'écrit alors :

$$\begin{cases} n = n_i + \Delta n \times e^{-\frac{t}{\tau_n}} & \text{(a)} \\ p = n_i + \Delta p \times e^{-\frac{t}{\tau_p}} & \text{(b)} \end{cases} \quad (\text{éq. I.4})$$

τ_n et τ_p représentent la durée de vie moyenne des électrons et des trous.

Le phénomène correspondant à une diminution des porteurs dans un semiconducteur est la recombinaison, disparition simultanée d'un électron et d'un trou.

La vitesse de variation de la concentration des porteurs est :

$$\begin{cases} \frac{dn}{dt} = -\frac{\Delta n}{\tau_n} e^{-\frac{t}{\tau_n}} & \text{pour les électrons} \\ \frac{dp}{dt} = -\frac{\Delta p}{\tau_p} e^{-\frac{t}{\tau_p}} & \text{pour les trous} \end{cases}$$

Soit d'après I.4,

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dn}{dt} = \frac{n_i - n}{\tau_n} \quad (a) \\ \frac{dp}{dt} = \frac{n_i - p}{\tau_p} \quad (b) \end{array} \right. \quad (\text{éq. I.5})$$

Le second terme des seconds membres représente la vitesse de recombinaison. Il est proportionnel à la concentration instantanée des porteurs. Lorsque l'équilibre est rétabli, la vitesse de variation de la concentration des porteurs est nulle, c'est-à-dire : $n=p=n_i$. Les conditions initiales sont rétablies.

1.1.2 Diffusion des porteurs

Une autre cause du déplacement des porteurs est l'existence d'un gradient dans la concentration de ceux-ci. Ainsi, un semiconducteur homogène où la répartition des porteurs est constante, n'est parcouru par aucun courant.

Si la concentration des porteurs, en un point quelconque augmente, un gradient dans la concentration est introduit. Un mouvement des porteurs va prendre naissance des points de haute concentration vers les points de concentration plus faible, donnant ainsi naissance à un courant proportionnel à chaque instant au gradient de la concentration, qui tend à rétablir l'équilibre, c'est-à-dire à retrouver la concentration constante initiale. Ce phénomène est connu sous le nom de diffusion des porteurs.

Dans le cas d'une jonction PN, les trous majoritaires dans la région P diffusent vers la région de type N où ils se recombinent avec les électrons. La recombinaison des porteurs libres de part et d'autre de la jonction fait apparaître une zone de charge d'espace (ZCE). Il s'établit alors, au voisinage de la jonction, un champ électrique qui s'oppose à la diffusion des porteurs majoritaires. L'équilibre est atteint lorsque la force électrique, résultant de l'apparition du champ, équilibre la force de diffusion associée aux gradients de concentration de porteurs libres. La présence d'une zone de charge d'espace entraîne l'existence d'un champ électrique et d'une variation de potentiel. La différence de potentiel entre les deux régions de la ZCE constitue une barrière de potentiel que l'on appelle tension de diffusion (éq. I.6). Elle dépend des dopages dans les deux régions de la jonction et de la température.

$$V_{bi} = \frac{K_b T}{q} \times \ln \left(\frac{N_D N_A}{n_i^2} \right) \quad (\text{éq. I.6})$$

1.1.3 Modélisation de la jonction

Considérons une homojonction silicium et en se plaçant dans l'approximation de Boltzmann, à faible niveau d'injection, l'équation de Poisson, les conditions aux limites et les processus de génération-recombinaison, permettent d'établir [SZE85] l'équation de Shockley correspondant à une jonction parfaite :

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{K_b T}\right) - 1 \right] \quad (\text{éq. I.7})$$

où I_s est le courant de saturation inverse.

La modélisation d'une jonction réelle tient compte des mécanismes de diffusion dans les zones neutres et de recombinaison dans la zone de charge d'espace, et des pertes résistives dans la structure .

L'application du principe de superposition permet d'aboutir à l'équation générale I.8.

$$I = \frac{V - R_s I}{R_{sh}} + \sum_{i=1}^2 I_{oi} \left[\exp\left(\frac{q}{A_i K_b T} (V - R_s I)\right) - 1 \right] \quad (\text{éq. I.8})$$

dans laquelle $A_1=1$ correspond au mécanisme de diffusion et A_2 correspond au mécanisme de recombinaison dans la ZCE.

Les modèles utilisés dans la suite de ce travail sont associés au circuit équivalent de la figure I.1, tenant compte des pertes dues aux liaisons, contacts, pertes dans la zone de diffusion et fuite en surface. Les impédances sont introduites sous la forme de résistance série R_s et parallèle R_{sh} (résistance shunt).

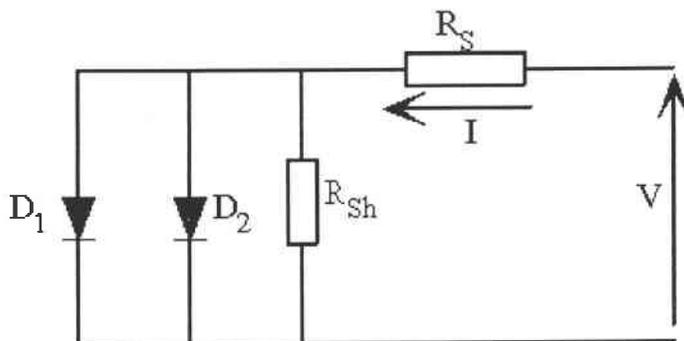


Figure I.1 : Circuit équivalent de la jonction modélisée par l'équation générale (I.8).

La détermination des paramètres du circuit (I_{01} , I_{02} , A_2 , R_{sh} , R_s) pour une caractéristique mesurée permet d'évaluer l'impédance relative des divers mécanismes de conduction pour les conditions expérimentales considérées. Les dégradations survenues dans la zone de charge d'espace aussi bien que dans la région de diffusion peuvent ainsi être évaluées.

1.2 Transistor bipolaire

Le transistor bipolaire est, historiquement, le premier composant actif à semiconducteur dont la théorie a été élaborée par Shockley en 1949 [SHO49].

Le transistor bipolaire est constitué de trois régions PNP ou NPN, disposées côte-à-côte et correspondant à : l'émetteur, la base et le collecteur. L'émetteur et le collecteur sont fortement dopés par rapport à la base, celle-ci est plus courte que les deux autres régions. Ainsi, dans la mesure où la base est suffisamment étroite, presque tous les trous injectés depuis l'émetteur vers la base arriveront à atteindre le collecteur. Cependant dans les composants de puissance ce principe n'est pas respecté et la base est souvent très large. En fonctionnement normal la jonction émetteur-base est polarisée dans le sens passant et la jonction collecteur-base est polarisée dans le sens inverse.

1.2.1 Montage émetteur commun

Les circuits équivalents des composants de puissance tels que l'IGBT ou le MCT présentent souvent ce type de montage (Figure I.2), l'émetteur est commun à l'entrée et à la sortie. Le signal d'entrée est appliqué sur la base. Les relations entre les trois courants du transistor monté en émetteur commun sont :

$$\begin{cases} I_E = I_B + I_C & (a) \\ I_C = \beta I_B = \alpha I_E & (b) \end{cases} \quad (\text{éq. I.9})$$

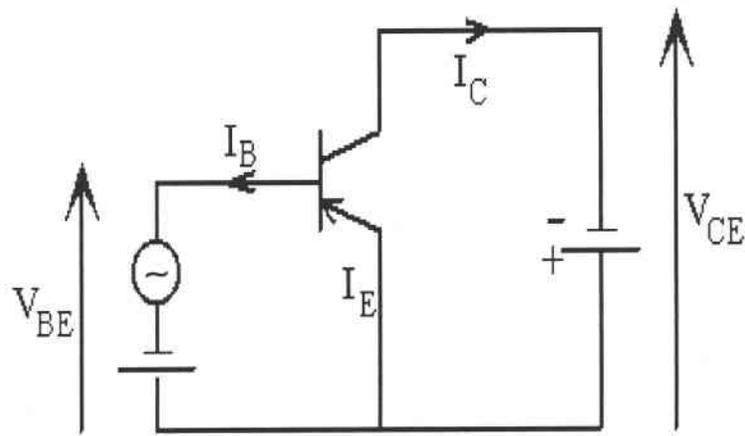


Figure I.2 : Principe du montage émetteur commun d'un transistor PNP.

Le gain β est relié à α par :

$$\beta = \frac{\alpha}{\alpha - 1} \quad (\text{éq. I.10})$$

En l'absence de courant base ($I_B=0$), il circule dans le collecteur un courant relativement faible I_{CE0} qui est le courant inverse de la jonction collecteur-base.

1.3 Vertically double Diffused MOSFET : VDMOSFET

Le VDMOSFET (Vertically double Diffused Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) est un transistor à effet de champ à grille isolée, dont la structure est verticale [HAD97]. Le fonctionnement d'un transistor à effet de champ à grille isolée est basé sur la modulation, par la tension de grille, de la conductivité du canal résultant de la couche d'inversion créée à la surface du semiconducteur. Presque tous les VDMOSFETs fabriqués et commercialisés aujourd'hui ont des structures multicellulaires. La figure I.3 montre une cellule, parmi ses milliers de cellules, d'un composant VDMOSFET à structure hexagonale.

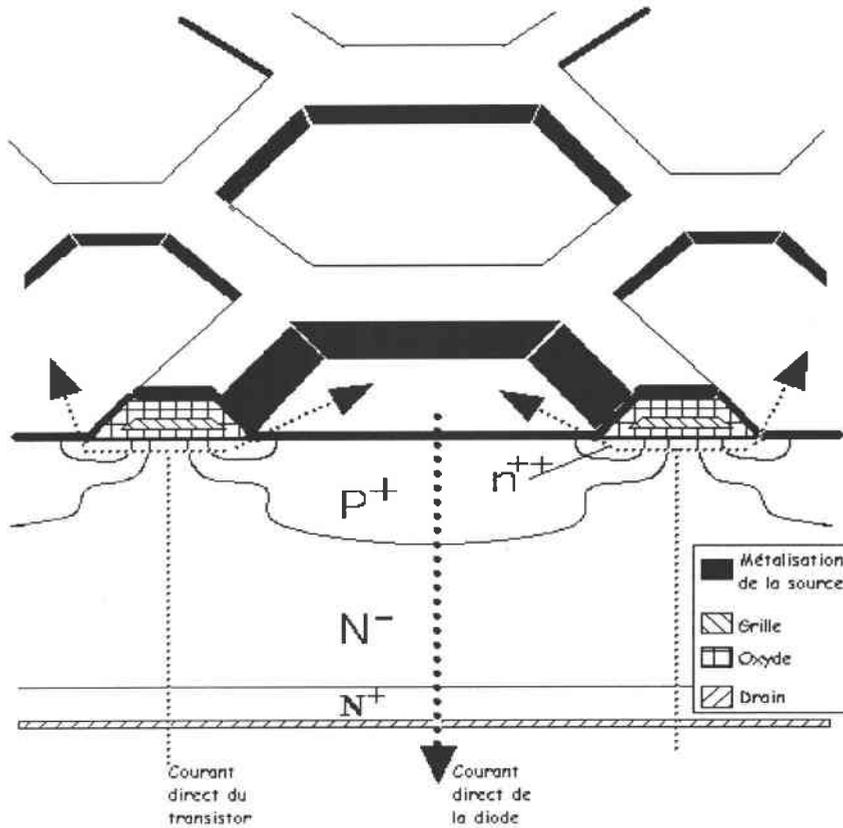


Figure I.3 : Schéma d'une cellule formant le VDMOSFET à structure hexagonale.

La métallisation de la source court-circuite la source (caisson n^{++}) et le substrat (puits P) du MOSFET. Le niveau de dopage et les dimensions de la couche épitaxiée sont choisis pour supporter les fortes tensions en mode de blocage direct. La présence de deux niveaux de dopage dans les puits P a pour but d'assurer à la fois une tension de seuil raisonnable (P : faible dopage au niveau du canal) et une faible résistivité afin d'éviter le déclenchement du transistor bipolaire parasite $n^{++}PN^{-}$ (P^{+} : fortement dopé dans le volume).

1.3.1 Equations régissant le fonctionnement du VDMOSFET

Le VDMOSFET est un transistor de type MOSFET, les mêmes équations que dans un MOSFET latéral régissent son fonctionnement. Considérons un VDMOSFET à canal N, le courant I_{DS} , entre le drain et la source, est contrôlé par la charge surfacique d'électrons de la couche d'inversion ainsi que la mobilité de ces électrons. Nous allons rappeler, dans une

première partie, toutes les équations d'un MOSFET idéal ainsi que ses différents régimes de conduction. Les modèles les plus souvent utilisés sont unidimensionnels et utilisent l'approximation du canal graduel, selon laquelle les lignes de courant sont supposées parallèles à l'interface Si/SiO₂.

1.3.1.1. Tension de seuil V_T

Lorsqu'il n'y a pas de travail de sortie entre le métal et le semiconducteur et en supposant la structure MOS idéale, la tension appliquée à la grille est liée au potentiel de surface du semiconducteur par :

$$V_G = V_{ox} + \Psi_S \quad (\text{éq. I.11})$$

V_{ox} est la tension aux bornes de l'oxyde, elle est donnée par : $V_{ox} = \frac{Q_S}{\epsilon_{ox}} d_{ox} = \frac{Q_S}{C_{ox}}$,

Ψ_S est le potentiel de surface et la figure I.4 montre un exemple de variation de la charge de surface Q_S , dans le cas d'un silicium dopé ($N_A = 5 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$) type P, en fonction de Ψ_S .

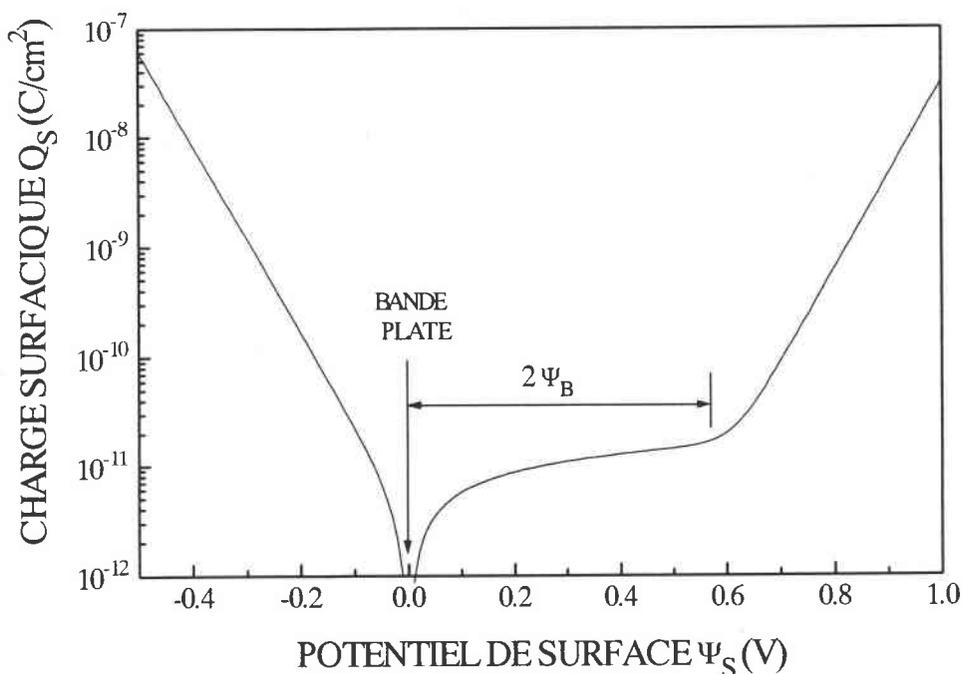


Figure I.4 : Exemple de variation de la charge Q_S en fonction du potentiel Ψ_S .

La tension de seuil est donnée par :

$$V_T = \frac{Q_S}{C_{ox}} + 2\Psi_B \quad (\text{éq. I.12})$$

où, $Q_S = \sqrt{4\varepsilon_{Si}K_bTN_A \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)}$ et $\Psi_B = \frac{K_bT}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)$.

$$V_T = \frac{\sqrt{4\varepsilon_{Si}K_bTN_A \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right)}}{\varepsilon_{ox}/d_{ox}} + \frac{2K_bT}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right) \quad (\text{éq. I.13})$$

Dans le cas de dégradations, électriques ou radiatives, de la structure MOS, sa détermination est nécessaire pour pouvoir évaluer l'importance des pièges dans l'oxyde ou à l'interface Si/SiO₂.

1.3.1.2. Résistance du canal

La charge totale dans le canal par unité de surface est :

$$Q_n = C_{ox} (V_G - V_T) \quad (\text{éq. I.14})$$

La résistance du canal pour de faibles tensions de drain est donnée par :

$$R_{ch} = \frac{L}{W\mu_{eff}C_{ox}(V_G - V_T)} \quad (\text{éq. I.15})$$

L et W sont respectivement la longueur et la largeur du canal (ces valeurs prennent en compte l'ensemble des cellules).

μ_{eff} étant la mobilité effective des électrons dans le canal.

La mobilité est donnée par l'expression suivante :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_G - V_T)} \quad (\text{éq. I.16})$$

où μ_0 est la mobilité à faible champ et θ le paramètre qui tient compte de la dégradation de la mobilité en fonction du champ électrique transversal.

La détermination de la mobilité dans le canal permet d'apprécier les effets d'oxyde et d'interface sur la conduction notamment.

La charge dans la couche d'inversion dépend de la tension appliquée sur la grille et également du gradient de potentiel entre drain et source.

$$Q_n(y) = C_{ox}(V_G - V_T - V(y)) \quad (\text{éq. I.17})$$

$V(y)$ est la tension en un point du canal, pour un élément de longueur dy :

$$dV = I_D dR \quad (\text{éq. I.18})$$

En intégrant l'équation I.18 sur toute la longueur du canal :

$$\int_0^L I_D dy = -W\mu_{eff} C_{ox} \int_0^{V_D} (V_G - V_T - V) dV \quad (\text{éq. I.19})$$

En supposant que le courant I_D reste constant le long du canal :

$$I_D = \frac{\mu_{eff} C_{ox} W}{2L} [2(V_G - V_T)V_D - V_D^2] \quad (\text{éq. I.20})$$

Dans le cas des faibles tensions V_D , le courant drain varie linéairement soit :

$$I_D = \frac{\mu_{eff} C_{ox} W}{L} (V_G - V_T)V_D \quad (\text{éq. I.21})$$

Dans le cas du régime en conduction ohmique la résistance du canal et la transconductance sont données par :

$$\begin{cases} R_{ch} = \frac{L}{W\mu_{eff} C_{ox} (V_G - V_T)} & (a) \\ g_m = \frac{dI_D}{dV_G} = \mu_{eff} C_{ox} \frac{W}{L} V_D & (b) \end{cases} \quad (\text{éq. I.22})$$

Lorsque la tension de drain V_D augmente, une saturation est observée sur le courant I_D qui correspond à une modulation de la longueur du canal.

La tension de drain à partir de laquelle la saturation est observée est : $V_{Dsat} = V_G - V_T$.

En remplaçant V_D par V_{Dsat} dans l'expression de I_D (éq. I.20), le courant de saturation s'écrit:

$$I_{Dsat} = \frac{\mu_{eff} C_{ox} W}{2L} (V_G - V_T)^2 \quad (\text{éq. I.23})$$

La transconductance du MOSFET dans le régime de saturation est :

$$g_{msat} = \mu_{eff} C_{ox} \frac{W}{L} (V_G - V_T) \quad (\text{éq. I.24})$$

La transconductance en régime de saturation varie linéairement avec la différence $V_G - V_T$. Par conséquent, sa détermination permet l'évaluation de la tension de seuil V_T .

1.4 Thyristor de puissance

Le thyristor est un dispositif à semiconducteur (Si) bistable, qui peut commuter de l'état passant à l'état bloqué et inversement. Sa structure est constituée de quatre couches alternativement P et N. Une électrode de commande constitue la gâchette. Il présente trois jonctions J_1 (jonction d'anode), J_2 (jonction de commande) et J_3 (jonction de cathode). La figure I.5 montre la structure de base d'un thyristor de puissance, ainsi que le profil de dopage de ses différentes régions.

Pour expliquer le fonctionnement et les mécanismes de commutation, certaines précisions sur la structure interne du thyristor sont indispensables.

1.4.1 Constitution et principe de fonctionnement

Les couches extrêmes de la structure PNPN du thyristor constituent l'anode A (P^+) et la cathode K (N^+). Les couches internes sont appelées : couche de commande (P) et couche de blocage (N) (Figure I.5).

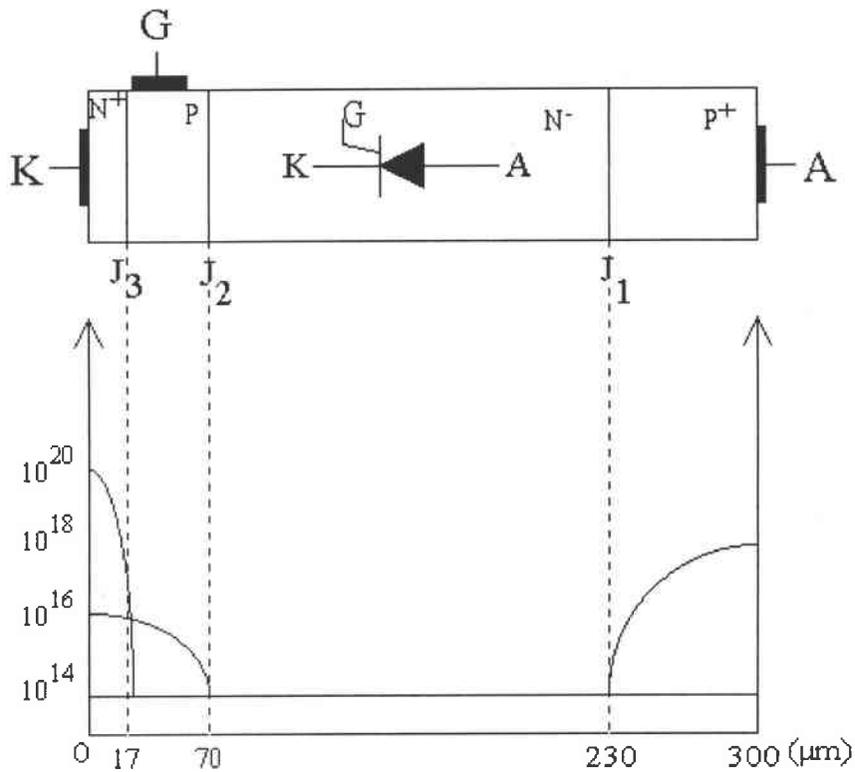


Figure I.5 : Structure de base et exemple de profil de dopage d'un thyristor.

1.4.1.1 Couche de cathode

Elle est très mince (une dizaine de micromètres) et fortement dopée (de l'ordre de 10^{20} cm^{-3}), en conséquence :

→ lorsqu'il y a un courant direct à travers J_3 , la couche de cathode (N^+) injecte de nombreux électrons dans la couche de commande (P).

→ La jonction de cathode possède un courant inverse élevé et ne supporte qu'une faible tension inverse.

1.4.1.2 Couche de commande

Elle est mince (environ $50 \mu\text{m}$) et moyennement dopée (de l'ordre de 10^{16} cm^{-3}), il en résulte que, si des électrons y sont injectés par la jonction J_3 , presque tous ces électrons atteignent la jonction de commande J_2 .

1.4.1.3 Couche de blocage

Elle est de type N⁻. C'est la plus épaisse (presque 160 μm) et la moins dopée (de l'ordre de 10¹⁴ cm⁻³) des quatre couches, elle impose alors au thyristor son faible courant inverse et la tension inverse élevée que le thyristor peut supporter.

1.4.1.4 Couche d'anode

Elle est moyennement épaisse (environ 70 μm) et moyennement dopée (jusqu'à 10¹⁸ cm⁻³). Elle est peu dopée au voisinage de la couche de blocage afin que la jonction d'anode présente un faible courant inverse (très inférieur à celui de J₃) et supporte une tension inverse élevée.

1.4.1.5 Principe de fonctionnement

Le courant principal entre l'anode et la cathode est commandé par le courant de gâchette I_G (Figure I.6). La jonction base-émetteur (J₃) du transistor N⁻PN⁻ permet d'injecter des électrons dans la base, une partie de ces électrons diffuse vers la jonction base-collecteur (J₂). Ce courant d'électrons est alors le courant de base du transistor P⁺NP. Les deux transistors sont alors en contre-réaction positive. La contre réaction positive aboutit à l'effondrement de la barrière de potentiel de J₂. La jonction J₂ se polarise alors en direct, c'est l'amorçage du thyristor. Un courant de gâchette croissant permet d'obtenir l'effet thyristor pour des tensions V_{AK} plus faibles. Le blocage du thyristor est obtenu, soit par annulation du courant d'anode (commutation douce ou naturelle), soit par inversion de la tension anode-cathode (commutation dure).

La caractéristique de sortie peut se décomposer en trois parties (Figure I.6) :

- ① zone de polarisation inverse de la jonction J₂ jusqu'à I_S (courant d'accrochage)
- ② partie représentant la contre réaction positive de I_S à I_H (courant de maintien)
- ③ zone de polarisation directe de la jonction J₂.

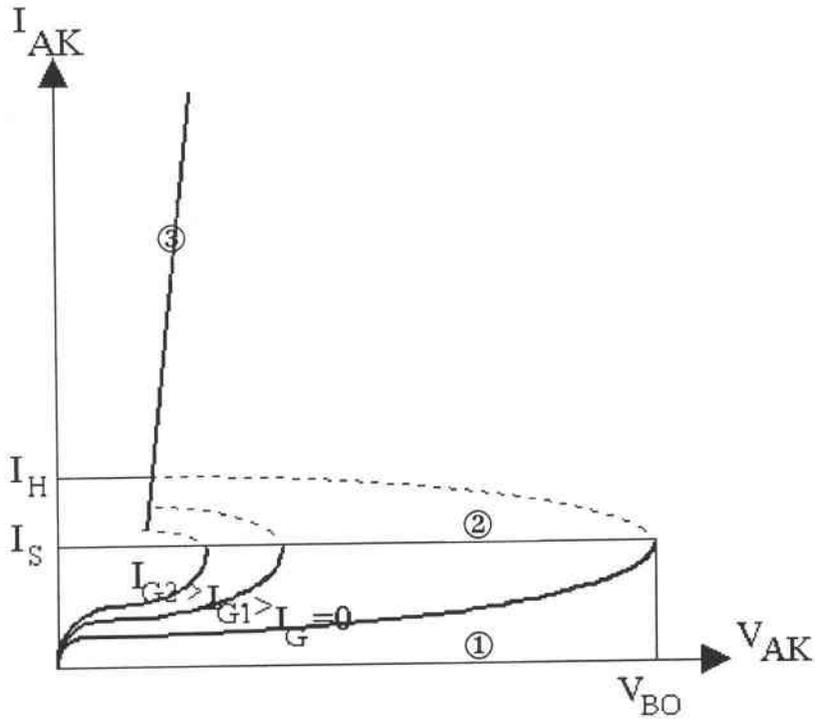


Figure I.6 : Caractéristique de sortie d'un thyristor.

V_{BO} est la tension de retournement pour un courant de gâchette I_G donné et I_H étant le courant de maintien.

En l'absence de courant de gâchette ($I_G=0$), le courant d'anode est donné par l'équation I.25. Il se compose de trois courants (Figure I.7).

$$I_A = I_{C_{pnp}} + I_{C_{nnp}} + I_L \quad (\text{éq. I.25})$$

$I_{C_{pnp}}$ est le courant collecteur du transistor PNP,

$I_{C_{nnp}}$ est le courant collecteur du transistor NPN,

I_L est le courant de fuite de la jonction J_2 , polarisée en inverse.

Donc,

$$I_A = \alpha_{pnp} I_A + \alpha_{nnp} I_K + I_L \quad (\text{éq. I.26})$$

α_{pnp} et α_{nnp} sont les gains en courant en base commune des transistors NPN et PNP.

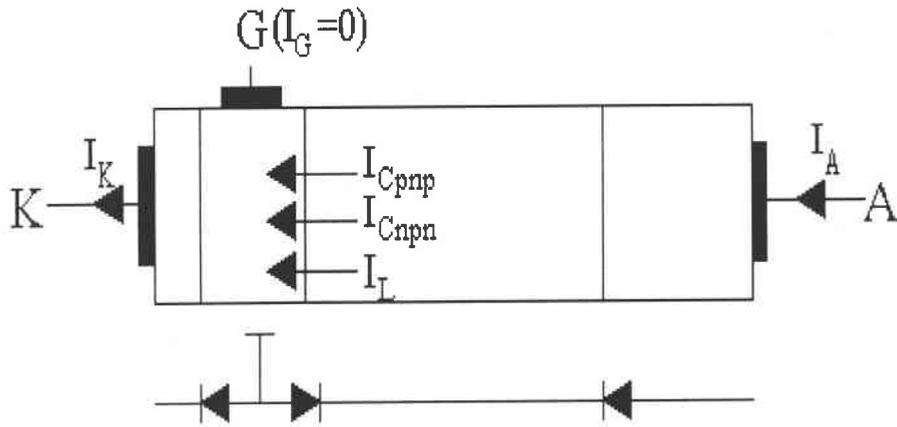


Figure I.7 : Les différents courants circulant dans la jonction J_2 du thyristor pour $I_G=0$.

Comme $I_A=I_K$, l'expression de I_A devient :

$$I_A = \frac{I_L}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \quad (\text{éq. I.27})$$

La condition de verrouillage dans ce cas est : $\alpha_{pnp} + \alpha_{npn} = 1$.

Ce type d'amorçage est appelé amorçage par retournement : on augmente la tension V_{AK} , on a alors une augmentation des deux gains α_{pnp} et α_{npn} jusqu'à ce que le courant I_A atteigne le courant d'accrochage I_S . Le courant est alors fixé principalement par la charge extérieure.

Lorsqu'un courant de gâchette ($I_G \neq 0$) est injecté, le courant d'anode I_A est donné par l'expression I.28 (Figure I.8).

Mais le courant de cathode, dans ce cas, est : $I_K = I_A + I_G$.

En combinant cette dernière équation avec l'équation I.26, I_A s'écrit :

$$I_A = \frac{I_L + \alpha_{npn} I_G}{1 - (\alpha_{pnp} + \alpha_{npn})} \quad (\text{éq. I.28})$$

Cette équation montre que l'on atteint plus rapidement l'amorçage lorsque le courant de gâchette augmente.

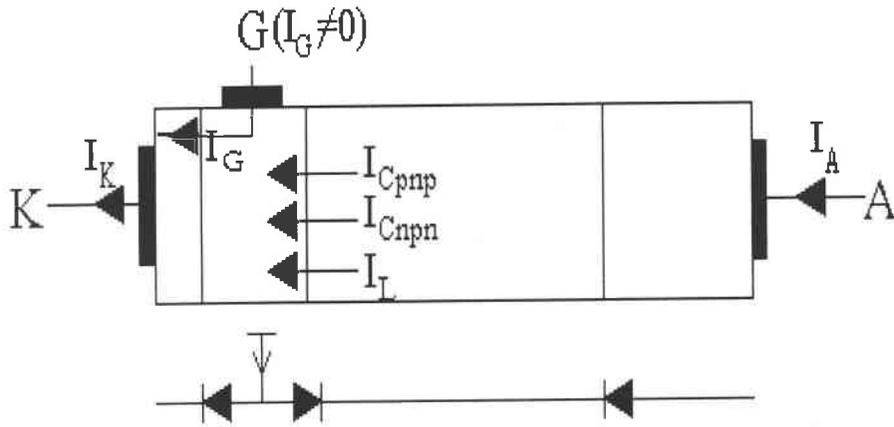


Figure I.8 : Les différents courants circulant dans la jonction J_2 du thyristor pour $I_G \neq 0$.

Le thyristor présente l'inconvénient majeur d'être lent au blocage. Son temps de désamorçage est étroitement lié à la durée de vie des porteurs minoritaires dans les deux bases (P et N). Celle-ci peut-être réduite par divers moyens tels qu'un dopage par de l'or ou du platine, ou par une irradiation augmentant la recombinaison dans le volume du Si [ELM96][BLA97_1] (électrons ou neutrons). Mais ces procédés présentent l'inconvénient d'augmenter la chute de tension à l'état passant [BAL.PWS95]. Un autre inconvénient lié à la structure du thyristor est sa sensibilité vis-à-vis des agents de déclenchement parasites tels que le $\frac{dV}{dt}$ [HAJ96] ou des courants de fuite de jonction dus à des températures excessives. La complémentarité des possibilités des composants MOS et bipolaire [DAR86] incitait à rechercher des modes d'association en des dispositifs hybrides, à forte capacité en courant, mais n'exigeant que des puissances de commande relativement faibles pour de grandes performances en commutation.

1.5 Historique et généralités sur les composants à commande isolée (IGBT, IGTH, MCT)

Depuis les années 80, les progrès de la microélectronique ont permis de développer le concept d'intégration de puissance afin d'obtenir des composants alliant les avantages des structures MOS et bipolaire. De nombreuses structures microélectroniques ont été réalisées :

- (i) transistor à commande isolée (IGBT) [BAL.Ad84],
- (ii) thyristor à gâchette isolée (IGTH, MCT...) [TEM84] [BAL.PWS95] [AJI97].

Dans tous les cas, la philosophie est la même : utiliser une structure MOS pour sa facilité de commande en tension, la commutation est assurée par une structure bipolaire pour sa capacité à contrôler de forts courants.

Dans ce paragraphe nous présenterons, à titre de comparaison, quelques structures à commande isolée ainsi que leurs principes de fonctionnement. Ceci permet de mieux mettre en évidence le développement de la structure thyristor et de mieux comprendre le fonctionnement du MCT.

La première partie présente la structure de l'IGBT et son principe de fonctionnement. L'IGBT se trouve en compétition avec le MCT dans les applications de puissance. La seconde partie présente l'IGTH qui est l'une des premières structures faisant partie de la famille des thyristors à commande isolée. Une comparaison entre les structures de l'IGBT et de l'IGTH sera présentée. Ces deux composants ont des structures similaires mais ne présentent pas le même principe de fonctionnement. La dernière partie de ce paragraphe est consacrée à la structure et au fonctionnement du MCT.

1.5.1 Présentation de structures à commande isolée

Technologiquement, les différentes structures citées précédemment, dans leur conception actuelle, dérivent de celles des transistors de puissance D MOS ou V MOS [DAR86].

L'IGBT est un composant qui présente de très bonnes caractéristiques dynamiques. Sa très grande impédance d'entrée et son aire de fonctionnement (SOA : Safe Operating Area) lui permettent de remplacer le transistor bipolaire de puissance dans de nombreuses applications : commande de moteurs, robotique, voitures électriques... Néanmoins, la chute de tension en direct de l'IGBT reste considérablement importante en comparaison avec celle observée sur les structures thyristor. Cette chute de tension augmente avec la tension bloquée. Alors, le développement des structures à quatre couches à commande isolée permet de profiter à la fois de la faible tension de déchet et de la facilité de contrôle obtenue en utilisant une structure MOS. Ces structures présentent un intérêt particulier pour les applications utilisant la commutation de puissance (très hautes tensions).

1.5.1.1 Description de l'IGBT

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un composant de puissance présentant une structure de type "pseudo-Darlington". Un transistor MOSFET alimentant la base d'un transistor bipolaire. Cette configuration permet à l'IGBT d'allier les avantages de ces deux éléments tout en minimisant au mieux leurs inconvénients. L'IGBT est un composant utilisé surtout dans le domaine de la moyenne puissance et il est très avantageux pour les applications basées sur la commutation.

La figure I.9 montre la structure de base d'un IGBT. A première vue, la structure de l'IGBT semble être similaire à celle d'un thyristor MOS représentée sur la figure I.11. Leurs fonctionnements sont, cependant, différents car la structure de l'IGBT est réalisée pour ne pas permettre le fonctionnement de la structure à quatre couches (PNPN) en verrouillage. La structure PNPN de l'IGBT est appelée "thyristor parasite" et elle peut déclencher un effet thyristor (latchup) non désirable. Le déclenchement de ce dernier peut être destructif pour le composant IGBT. L'effet thyristor se produit lorsque la jonction N^+/P^+ est polarisée en direct. Pour des tensions positives suffisantes de grille, le canal du N-MOSFET est créé. Pour une tension d'anode supérieure à la tension base-émetteur du transistor bipolaire, des électrons sont injectés depuis la source N^+ dans la région N via le canal formé. Des trous sont injectés de la couche d'anode (P^+) dans la base N du transistor PNP. Le transistor bipolaire est actif.

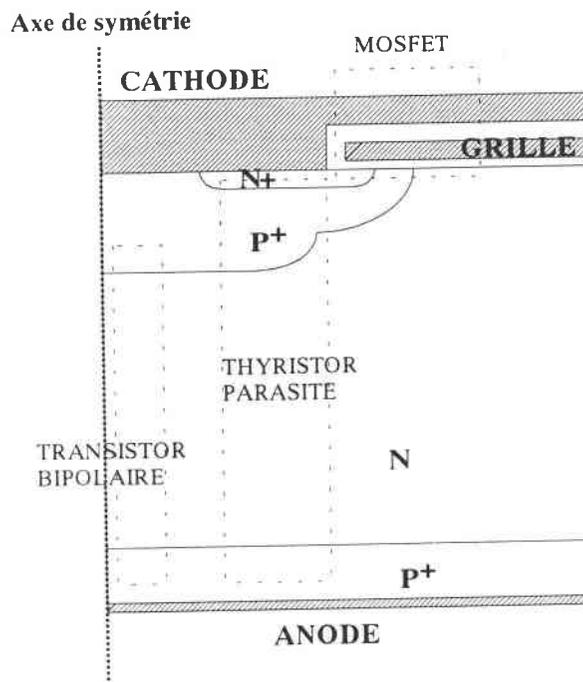


Figure I.9 : Coupe verticale, non à l'échelle, d'une demi-cellule de la structure IGBT.

Le courant d'électrons, transitant par le canal, est le courant drain-source du transistor MOSFET (I_{MOS}), et est également le courant de base du transistor PNP (I_B). Le courant de trous, quant à lui, constitue le courant du collecteur du transistor PNP (I_C). Le courant total (I_{AK}) de l'IGBT est la somme des courants d'électrons et de trous. La figure 1.10 montre le circuit équivalent de l'IGBT ainsi que ses divers courants.

Ainsi :

$$\begin{cases} I_B = I_{MOS} \\ I_{AK} = I_E = (\beta + 1)I_B \\ V_{DS} = V_{AK} - V_{BE} \end{cases} \quad \beta \text{ est le gain en courant du transistor bipolaire PNP.}$$

Et d'après l'équation 1.20, qui donne l'expression du courant I_{MOS} , on aura :

$$I_{AK} = (\beta + 1) \frac{\mu_{eff} W C_{ox}}{2L} [2(V_{GK} - V_{TH}) - (V_{AK} - V_{BE})](V_{AK} - V_{BE}) \quad (\text{éq. 1.29})$$

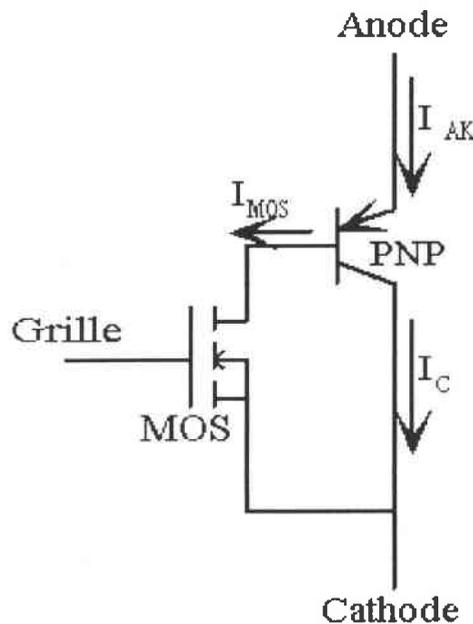


Figure 1.10 : Circuit équivalent montrant le sens des courants dans l'IGBT.

1.5.1.2 Description de l'IGTH

Les thyristors à commande isolée sont conçus pour être déclenchés à des niveaux de polarisation très faibles. Ils présentent par rapport aux thyristors classiques, une très grande sensibilité à la commande.

Le thyristor à gâchette isolée fut la première structure combinant les avantages d'un thyristor (fort courant commuté et forte tension bloquée) et ceux du MOSFET (fréquences de travail très élevées et puissances de commande faibles). La mise en conduction (fermeture) est assurée par la tension appliquée sur la grille du MOSFET intégré. La commande en ouverture est semblable à celle d'un thyristor classique. Une coupe verticale d'une demi-cellule de la structure de l'IGTH (Insulated Gate Thyristor) est illustrée sur la figure I.11, cette figure montre également les courants associés aux électrons et aux trous durant le processus de conduction.

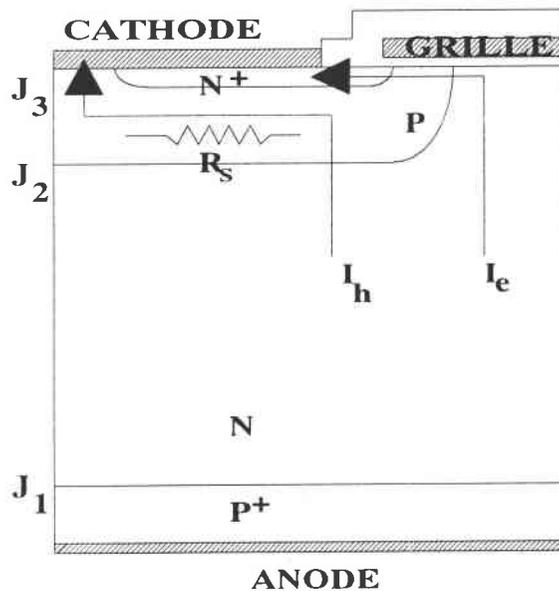


Figure I.11 : Coupe verticale, non à l'échelle, d'une demi-cellule d'un thyristor à grille isolée.

Comme dans le cas de l'IGBT, une tension de grille suffisante entraîne la formation du canal N. Des électrons sont injectés par la source N^+ dans la région N (base du transistor PNP) à travers le canal créé, ainsi des trous seront injectés dans la base N depuis l'anode P^+ . Ces trous sont collectés par la jonction J_2 qui est polarisée en inverse. Comme le montre la figure I.11, la région P du thyristor est court-circuitée avec l'émetteur N^+ par la métallisation de la cathode. Le courant dans la région P (base du transistor NPN), créé par la collection des trous dans la jonction J_2 , fluent vers la cathode. Compte tenu de la résistance de la zone P (R_S), ce courant de trous produit une chute de potentiel. La chute de tension dans cette résistance, lorsque le courant de trous est suffisamment élevé, devient très grande par rapport à la

barrière de potentiel de la jonction J_3 et elle est alors polarisée en direct. Des électrons de la couche d'émetteur N^+ sont alors injectés vers la région P. La contre-réaction positive est alors déclenchée dans la structure PNPN et le composant IGTH bascule à un état de verrouillage (c'est-à-dire un courant élevé et une faible chute de tension). Ainsi, la fermeture du thyristor est commandée en utilisant un MOSFET. Le circuit équivalent de l'IGTH est présenté sur la figure I.12.

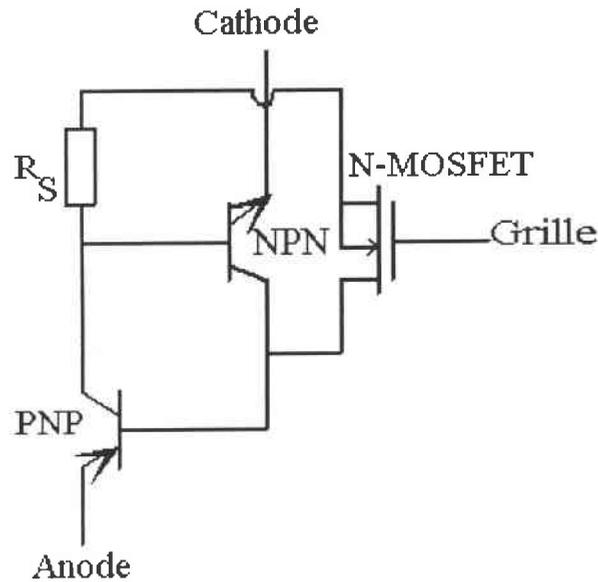


Figure I.12 : Circuit équivalent de l'IGTH.

Il était nécessaire, pour un grand nombre d'applications, de contrôler également l'ouverture des structures à quatre couches par une structure MOS pour faciliter leur commande. Les MCTs (MOS Controlled Thyristor) [TEM86] ou encore MOS-GTO (MOS Controlled Gate Turn-Off Thyristor) [STO85] présentent cet avantage.

1.5.1.3 Description du composant MCT

Le développement des composants de puissance à commande isolée, comme les VDMOSFETs ou les IGBTs, a entraîné une grande évolution dans le domaine des faible et moyenne puissances, surtout pour les applications utilisant la commutation de puissance [BAL88]. L'IGBT est très utilisé dans le domaine de la moyenne puissance et approche la limite des fortes puissances. Un IGBT peut bloquer des tensions allant jusqu'à 2000 V

[LAS90]. En revanche, cette limite peut être franchie en utilisant des structures thyristor commandées, en ouverture et en fermeture, par une structure MOS, d'où l'introduction du composant MCT (MOS Controlled Thyristor), inventé par Siemens et GE [BAU91]. Ce composant peut remplacer le plus moderne des composants GTO (Gate Turn-Off Thyristor) dans de nombreuses applications dans le domaine des fortes puissances.

La figure I.13 situe le MCT parmi les autres composants de puissances utilisés pour la commutation.

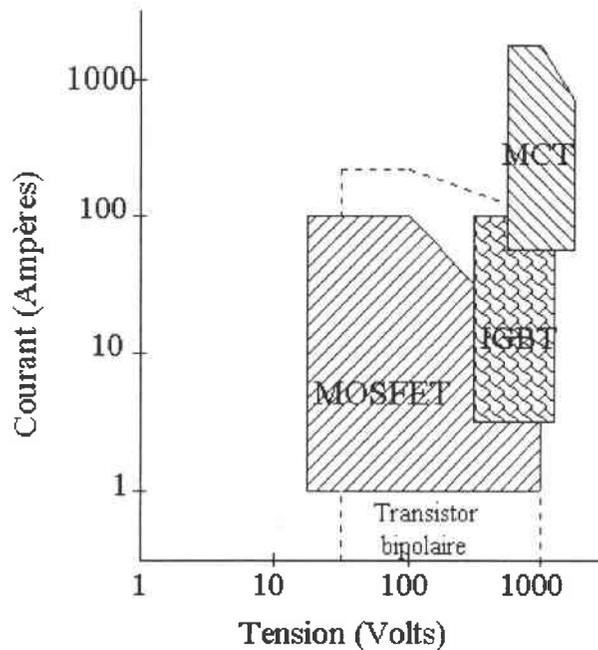


Figure I.13 : Domaine de fonctionnement privilégié des composants de puissance.

1.5.1.3.a Structure et principe de fonctionnement du MCT

Le MCT est constitué par l'intégration d'une structure à quatre couches PNPN avec une structure MOS [HAD97].

La structure MOS intégrée commande, en fermeture (turn-on) et en ouverture (turn-off), la structure PNPN du MCT.

Les principaux avantages d'une structure MCT, par rapport aux autres composants de puissance, sont :

- ⇒ un excellent pouvoir de coupure pendant le turn-off ($\geq 200 \text{ A.cm}^{-2}$).
- ⇒ une très faible tension de déchet durant le turn-on.

⇒ l'utilisation d'une seule grille pour la commande du turn-on et du turn-off.

Néanmoins, la complexité de la structure du MCT induit un process de fabrication à triple diffusion [FLO97] [AJI97]. Plusieurs structures, ayant un process de fabrication plus simple, ont été proposées : BRT (Base Resistance Controlled Thyristor) [NAN91][NAN92], EST (Emitter Switched Thyristor) [SHE91][SRI97], IBMCT (Insulated Base MOS Controlled Thyristor) [FLO97]. Pour l'étude du fonctionnement du MCT, nous allons nous référer à la structure complète du P-MCT [BOS92] donnée sur la figure I.14-a. Son schéma équivalent est représenté sur la figure I.14-b.

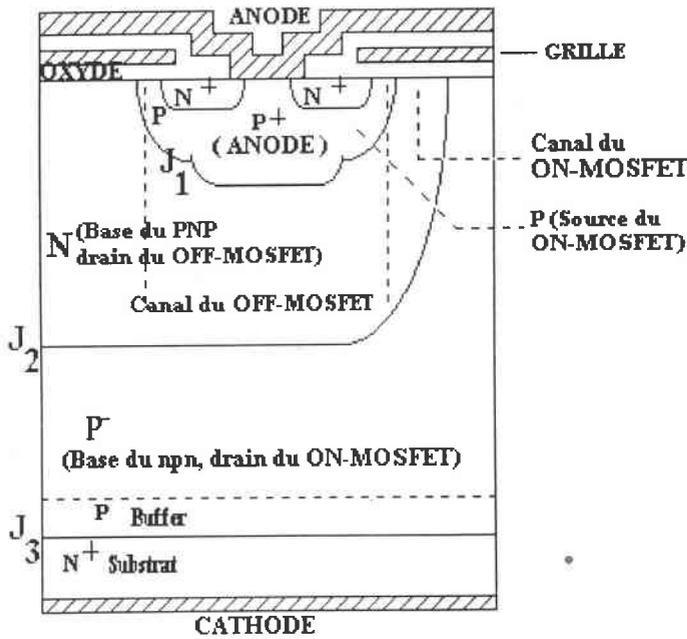


Figure I.14-a : Structure de principe d'un MCT.

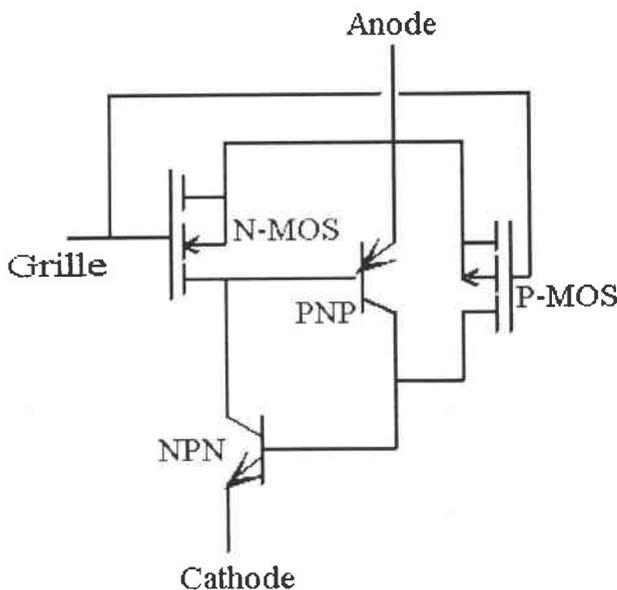


Figure I.14-b : Schéma équivalent d'un MCT.

Ces figures montrent en particulier, entre l'anode (A) et la cathode (K), la structure PNPN d'un thyristor dont les trois jonctions sont nommées J_1 (jonction d'anode), J_2 (jonction de commande) et J_3 (jonction de cathode) ainsi que les deux transistors N-MOSFET (OFF-MOSFET) et P-MOSFET (ON-MOSFET) qui commandent le thyristor.

Le dopage des jonctions J_1 et J_3 étant assez élevé (Figure I.15 [TEM86]), le MCT ne supporte qu'une faible tension inverse (environ 5 Volts). La tension directe est tenue par la jonction J_2 qui, elle, est faiblement dopée.

Dans son fonctionnement normal, le MCT est polarisé en direct, c'est-à-dire que la tension entre l'anode et la cathode est positive $V_{AK} \geq 0V$. Pour réaliser cette condition dans le cas du P-MCT, on polarise négativement la cathode, l'anode étant à la masse.

En l'absence de signal sur la grille, le MCT est bloqué et sous tension directe V_{AK} . Cette tension est essentiellement bloquée par la jonction J_2 : jonction polarisée en inverse. Il existe alors dans J_2 un champ électrique très grand.

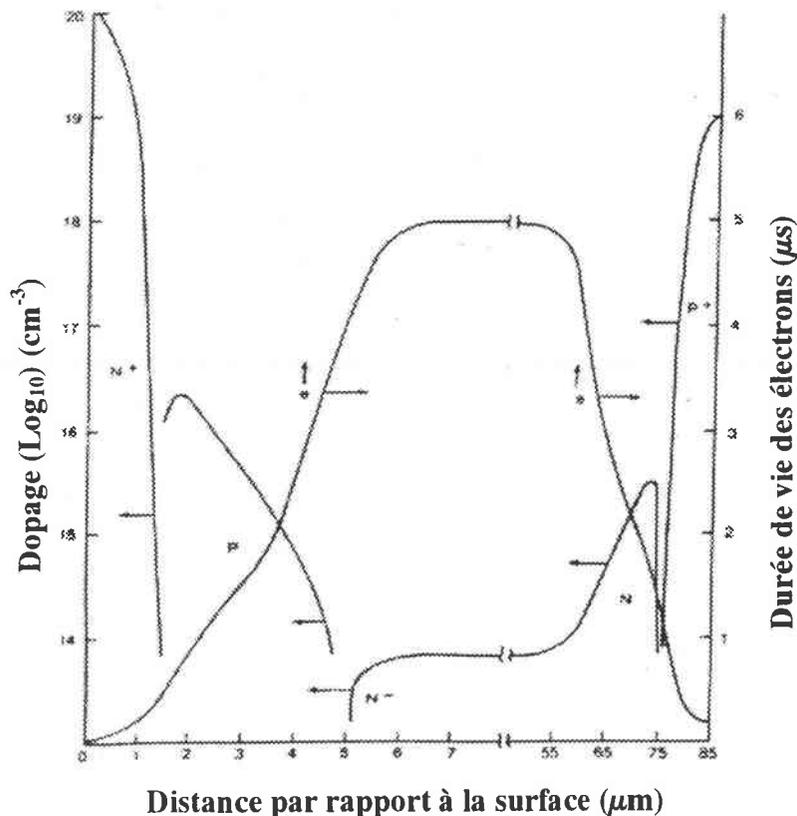


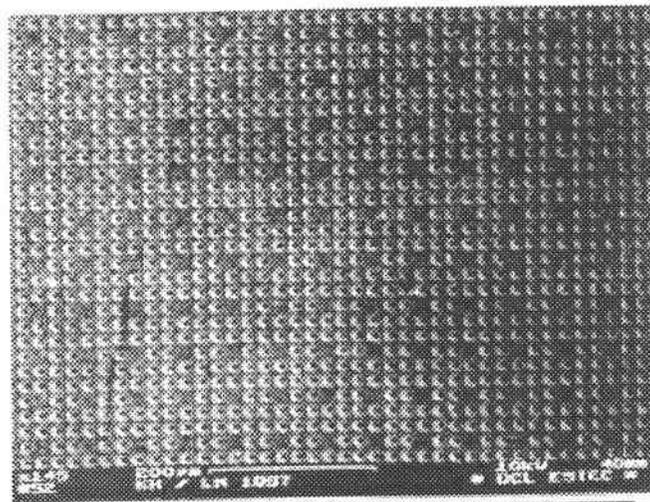
Figure I.15 : Profil de dopage et durée de vie des électrons dans une structure MCT.

Pour des tensions négatives sur la grille telles que $V_{GA} \leq V_{THP}$, le canal du transistor P-MOSFET (ON-MOSFET) est formé. Il en résulte un courant de trous injectés depuis la région P^+ (fortement dopée) vers la couche P^- (base du transistor NPN). Ce courant de trous, ou courant de commande, est le courant direct de la jonction J_3 ; il se compose de trous se dirigeant vers la cathode et de nombreux électrons venant de la couche N. L'effet thyristor est alors le même que celui décrit au paragraphe 1.4. Cet effet entraîne l'effondrement de la résistance directe du composant MCT. Par conséquent, le courant principal I_{AK} atteint sa pleine valeur avec une très faible chute de tension directe (de l'ordre de 1 V) : c'est le déclenchement ou verrouillage du thyristor. Pour arrêter le courant du verrouillage, il faut appliquer une tension positive sur la grille telle que $V_{GA} \geq V_{THN}$. Le canal du N-MOSFET (OFF-MOSFET) est alors formé, court-circuitant la jonction J_1 . Tous les porteurs (électrons dans ce cas) qui passaient par la jonction J_1 , durant la conduction, vont être déviés vers le canal N formé (résistance très faible). Le transistor PNP ne participe plus à la contre-réaction. Le courant direct important dû au déclenchement du thyristor dans le MCT est arrêté. Les charges stockées dans les deux bases se recombinent.

1.5.1.3.b Structure multicellulaire des composants MCT étudiés

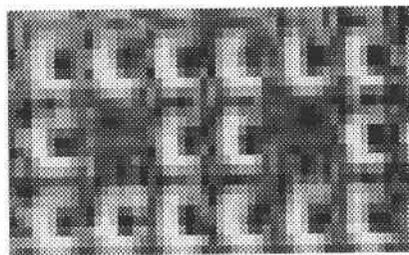
La structure multicellulaire des composants de puissance MCT est nécessaire dans la mesure où elle permet d'obtenir un faible courant d'accrochage du thyristor, de quelques dizaines de milliampères [BAL.PWS95]. De plus, elle assure au MCT une capacité en $\frac{dI}{dt}$ extrêmement élevée. Les MCTs fabriqués par **HARRIS Semiconductor** sont des P-MCTs se composant de milliers de groupe de cellules (environ 11000 groupes), montés en parallèle dans une surface active de 20mm × 20mm (0,4 cm²)*. Chaque groupe est formé de 9 cellules : une cellule ON (cellule de fermeture) entourant 8 cellules OFF (cellules d'ouverture). Impliquant des courants plus importants dans le MCT; le blocage est beaucoup plus difficile que l'amorçage. Le MCT ne comporte que 11% de cellules à fermeture. Les Figures I.16 montrent la structure multicellulaire des composants testés. La figure I.16-a est une photographie de plusieurs cellules, la figure I.16-b présente un agrandissement sur deux cellules ON entourées de leurs cellules OFF et la dernière photographie (Figure I.16-c) est un agrandissement sur des cellules OFF.

* HARRIS Semiconductor "MCT User's Guide"

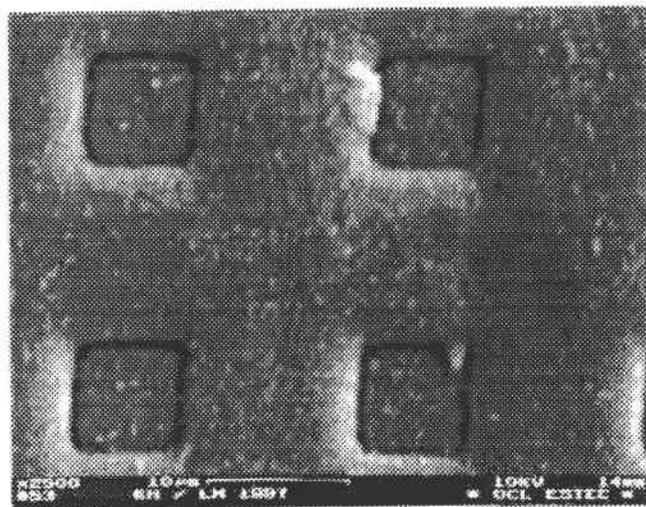


(a)

200 μm



(b)



(c)

10 μm

Figures I.16 : Photographies prises sur des MCTs montrant leur structure multicellulaire: (a) vue partielle, (b) deux cellules ON, (c) cellules OFF.

Ces photographies ont été effectuées, après décapage chimique du boîtier plastique d'un MCT (de la série MCT35P60F1), à l'ESA-ESTEC en Hollande.

Pour mieux représenter cette structure, nous avons tracé sur la figure I.17 le schéma complet comprenant les cellules ON et OFF ainsi que l'empilement des couches d'un MCT.

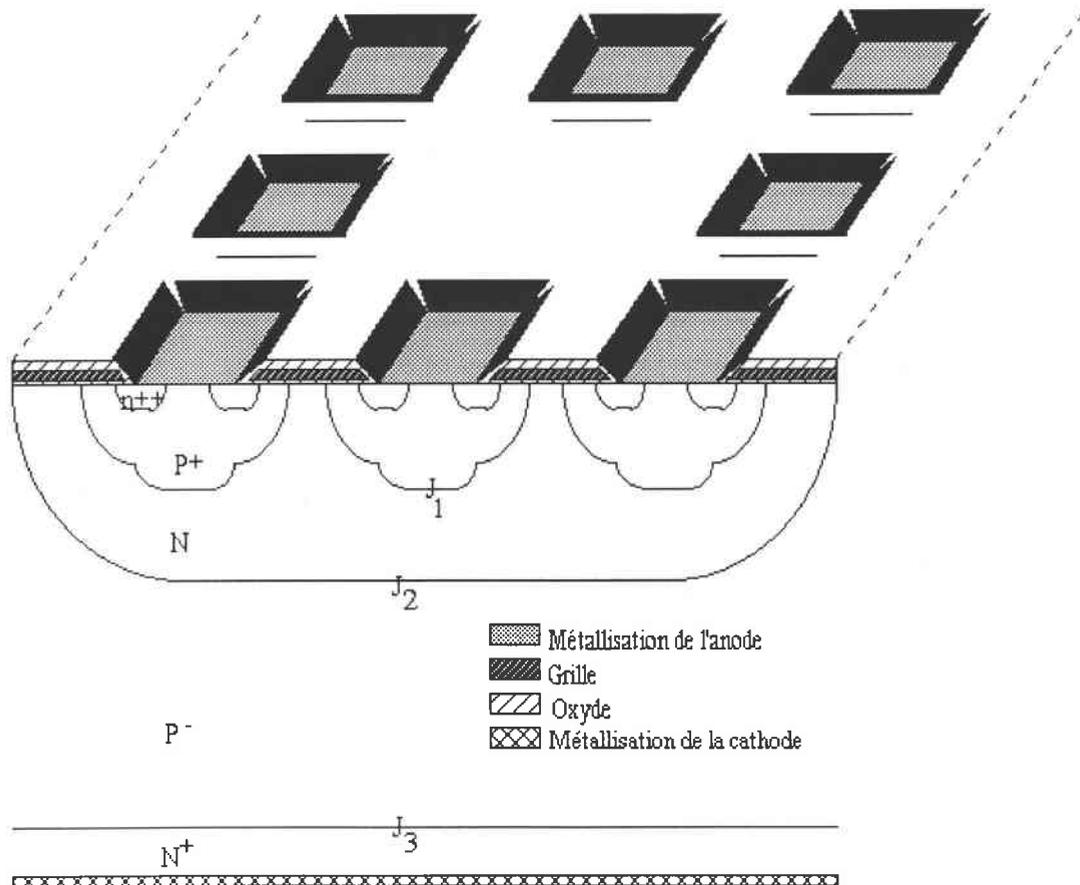


Figure I.17 : Structure complète d'une cellule ON d'un MCT.

1.5.1.3.c Description des composants MCT étudiés

Les composants étudiés ici sont des MCTs issus de deux séries différentes de **HARRIS Semiconductor** : MCT35P60F1 et MCT65P100F2. Elles diffèrent par leurs SOA (courant maximum à commuter, CMC, et tension maximum à bloquer, TMB), comme le montre le tableau I.1. Les valeurs réelles du CMC et TMB sont en général supérieures à celles spécifiées par le constructeur.

Composants MCT	CMC (A)	TMB (V)
MCT35P60F1	35	600
MCT65P100F2	65	1000

Tableau I.1 : Comparaison des composants des deux séries de MCT étudiées.

Les données du constructeur concernant ces deux séries sont données en annexe III, à la fin de ce document.

Au début de notre étude nous avons commencé ce travail sur des composants MCT35P60F1 qui se trouvent en boîtier TO-247 avec 3 électrodes (Annexe III). Les caractéristiques électriques mesurées pour un MCT35P60F1 sont données sur la figure I.18.

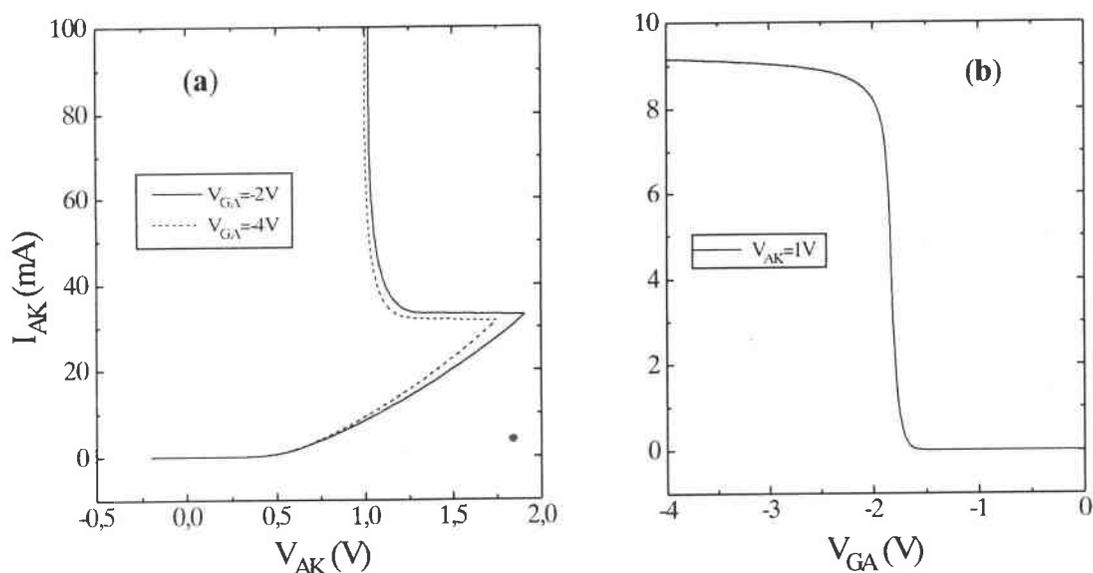


Figure I.18 : Les caractéristiques de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$ (a) et de transfert $I_{AK}=f(V_{GA})$ (b) d'un composant MCT35P60F1.

La caractéristique de sortie montre le courant et la tension de déclenchement du thyristor (phénomène de retournement). La tension de retournement diminue avec la tension de grille V_{GA} . La tension de déchet après l'amorçage du thyristor est faible, de l'ordre de 1V, elle diminue également avec la tension de grille appliquée. La caractéristique de transfert permet de déterminer la tension de seuil du P-MOSFET. Les effets des irradiations gamma (chapitre 2) et neutrons (chapitre 3) seront étudiés sur des composants MCT de la série MCT65P100F2. Ils sont montés en boîtier TO-247 avec 5 électrodes (Annexe III). Leurs caractéristiques électriques mesurées sont représentées sur la figure I.19.

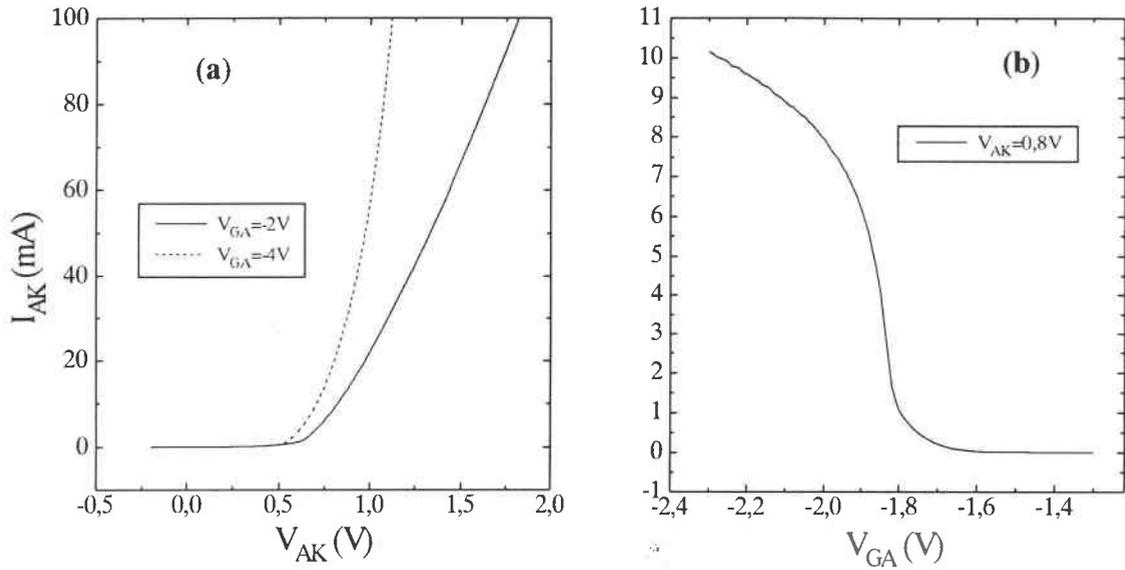


Figure I.19 : Les caractéristiques de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$ (a) et de transfert $I_{AK}=f(V_{GA})$ (b) d'un composant MCT65P100F2.

Le composant MCT65P100F2, à la différence du MCT35P60F1, ne présente pas sur ces caractéristiques de retournement. Cependant en mesurant à plus faible niveau de courant, le retournement est observable (Figure I.20).

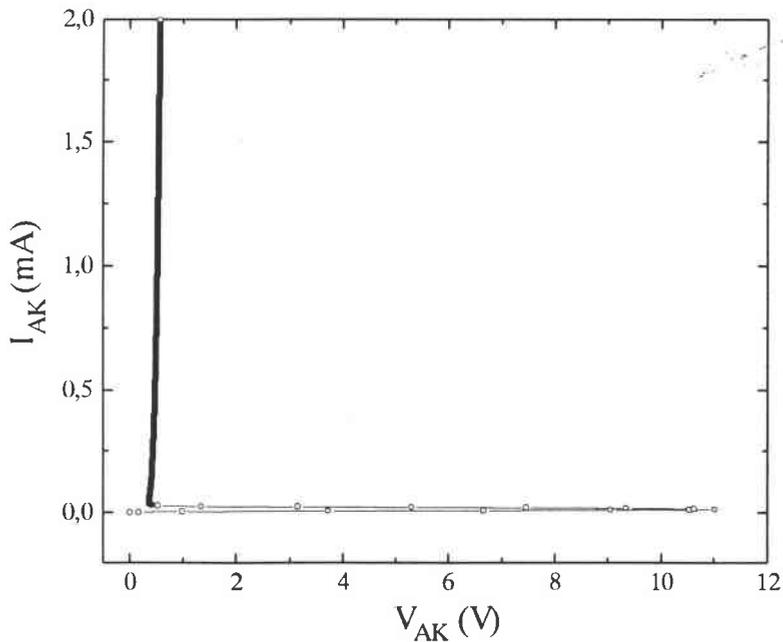


Figure I.20 : Caractéristique $I_{AK}= f(V_{AK})$ du MCT65P100F2 montrant le retournement.

La figure I.21 montre les tensions de déclenchement de l'effet thyristor dans un composant MCT65P100F2, pour différentes valeurs de la tension V_{GA} .

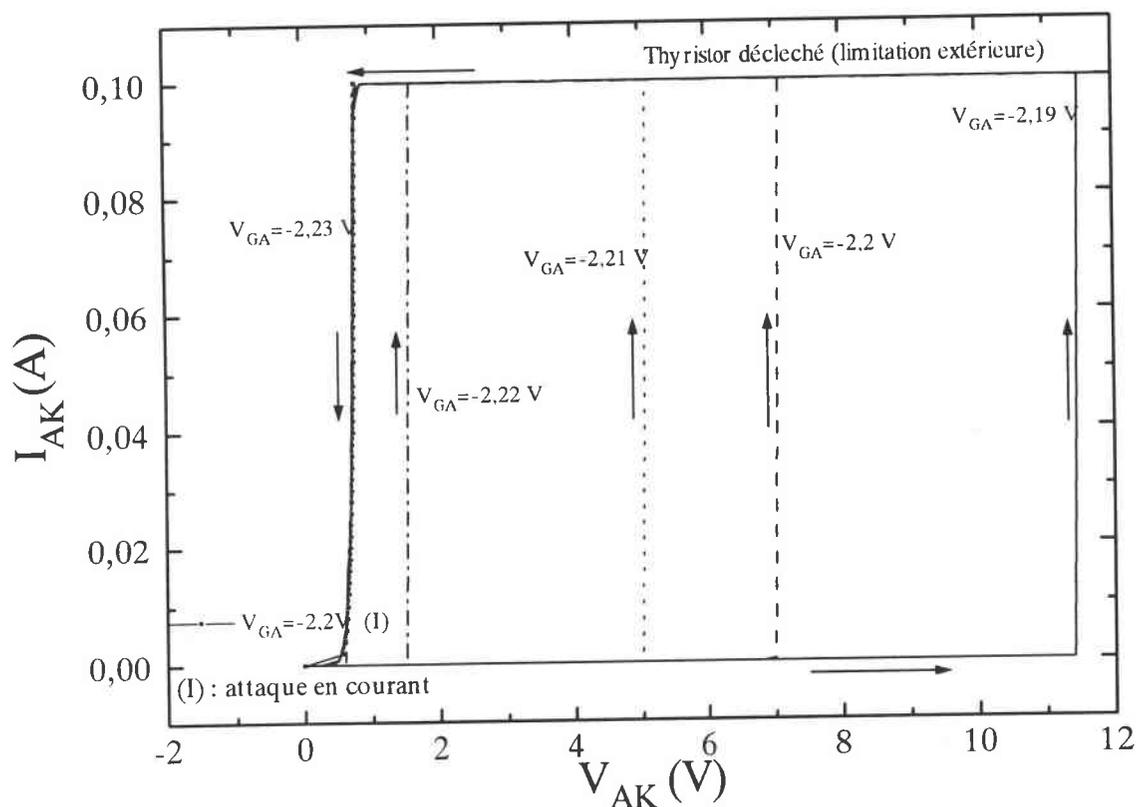


Figure I.21 : Courbes montrant le déclenchement du thyristor en fonction de V_{GA} .

Les valeurs de la tension de déclenchement dépendent du courant induit dans le P-MOSFET. Lorsque ce courant présente un effet de saturation ($V_{GA} \leq -2,23$ V) plus aucune variation de cette tension n'est observable. Le blocage s'effectue pour la même valeur de la tension V_{AK} et ceci même si la tension V_{GA} est mise à zéro après verrouillage. Cette valeur est fixé principalement par le potentiel de la jonction polarisée en inverse J_2 , et ceci quelque soit la tension V_{GA} permettant le déclenchement du thyristor (cf. paragraphe 1.4).

Conclusion

Après un bref aperçu sur les différentes structures de base étudiées, nous avons présenté l'historique et les généralités structurales et de fonctionnement du composant MCT. Nous

avons ensuite expliqué son principe d'amorçage et son principe de blocage. Les MCTs étudiés sont fabriqués par **HARRIS Semiconductor** qui reste aujourd'hui le seul constructeur de ces composants. Leur structure multicellulaire a été présentée.

Le MCT présente beaucoup d'avantages : une faible chute de tension, un très faible courant de fuite, un bon pouvoir de coupure et une bonne tenue en tension. Cependant son process de fabrication à triple diffusion est compliqué; de plus il présente :

- une faible aire de fonctionnement dans le domaine des puissances d'utilisation
- une impossibilité de contrôler le courant à partir de la commande, et ne permet pas de maîtriser son court-circuit.

Une comparaison des caractéristiques électriques et données constructeur des deux séries étudiées (MCT35P60F1 et MCT65P100F2 de **HARRIS**) a été donnée.

CHAPITRE 2

Analyse des effets induits par des
irradiations Gamma (Co-60) sur les
composants MCT

Introduction

Le MCT, comme la plupart des nouveaux composants de puissance, est un dispositif à structure MOS (Métal-Oxyde-Semiconducteur). Les effets induits par une irradiation ionisante sur les composants à structure MOS sont en majorité dus aux charges positives fixes créées dans l'oxyde de grille et à la concentration de charges piégées à l'interface Si/SiO₂. La densité de pièges provoque un décalage de la tension de seuil et dégrade la mobilité des porteurs dans le canal des transistors MOSFET.

Cette partie est donc consacrée à l'étude du comportement des composants de type MCT après une irradiation gamma (γ) au Co-60. Ces irradiations ont été effectuées au **CEA-LETI** de **SACLAY**. Pour cette étude nous avons réalisé quatre doses d'irradiation : 10 krad(Si), 100 krad(Si), 1 Mrad(Si) et 4 Mrad(Si), sur huit composants MCT (deux MCTs pour chaque dose). Le débit de dose est de presque 4 krad/h. Tous les échantillons ont été irradiés avec l'ensemble des broches court-circuitées à la masse et à température ambiante. Les composants étudiés sont de la série MCT65P100F2 (65A,1000V) de la deuxième génération.

Dans ce chapitre, nous allons étudier les effets des irradiations gamma sur les deux transistors MOSFET de commande du MCT et sur la jonction base-émetteur du transistor bipolaire NPN. Cette étude concerne en particulier, les évolutions de la tension de seuil de ces deux MOSFETs et les variations des densités de charges piégées dans l'oxyde et à l'interface. Enfin, la caractéristique de sortie $I_{AK}-V_{AK}$ sera analysée afin de déterminer les évolutions des paramètres de la jonction base-émetteur du transistor NPN. L'évolution de ces paramètres est corrélée à la variation des densités de charges piégées dans l'oxyde ou à l'interface.

2.1 Variation de la tension de seuil du P-MOSFET du MCT

L'irradiation gamma au Co-60 est une irradiation ionisante, elle crée des paires électron-trou dans l'oxyde de grille ainsi que des pièges à l'interface Si/SiO₂. Les électrons (ayant une grande mobilité : $\mu_n \approx 20 \text{ cm}^2/\text{V s}$), sont évacuées de l'oxyde. Les trous, beaucoup moins mobiles que les électrons ($\mu_p \ll 10^{-4} \text{ cm}^2/\text{V s}$), sont piégés dans l'oxyde.

La création de charges positives dans l'oxyde, due au piégeage des trous, induit une dérive de la tension de seuil des composants à structure MOS, vers les valeurs négatives. Ce décalage dépend de plusieurs facteurs [MES86], parmi lesquels nous citons :

- le type de l'isolant et son épaisseur
- le champ régnant dans l'oxyde pendant l'irradiation
- le débit de dose
- les différentes doses cumulées...

A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II.1 la variation de la tension de seuil d'un N-MOSFET et d'un P-MOSFET, en fonction de la dose cumulée [MA89].

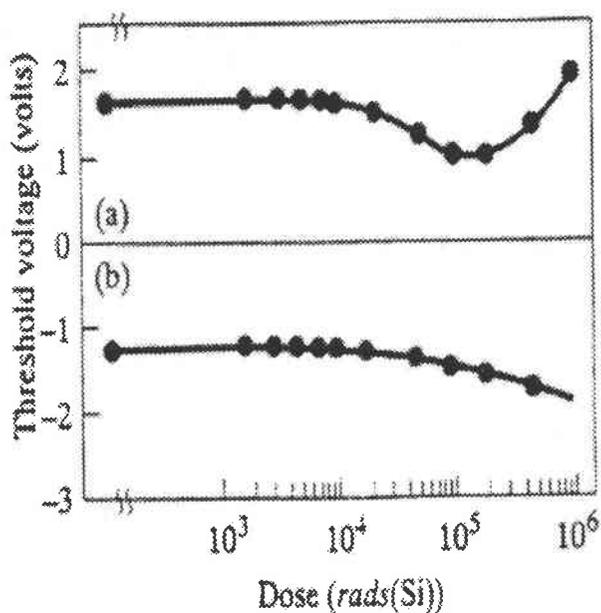


Figure II.1 : Exemple de variation de la tension de seuil : (a) d'un N-MOSFET et (b) d'un P-MOSFET, en fonction de la dose d'irradiation [d'après Ma et al].

Le retour observé sur les transistors N-MOSFET est dû à l'effet antagoniste existant entre les charges positives créées dans l'oxyde et aux états d'interface Si/SiO₂.

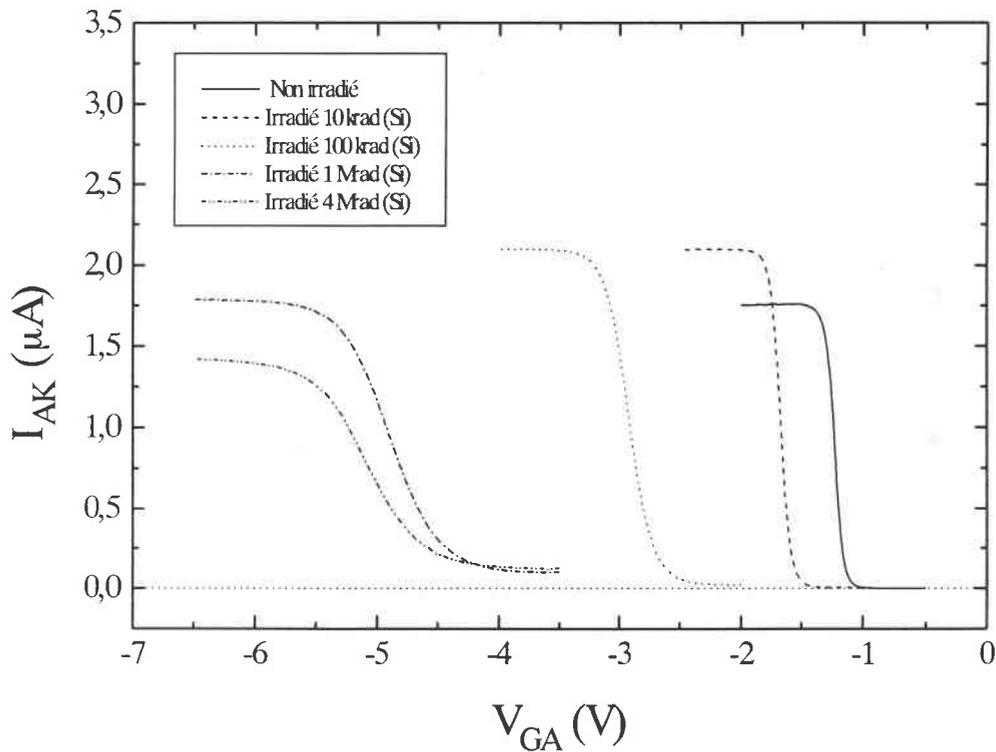
L'étude des caractéristiques mesurées du MCT, avant et après irradiation, permet d'analyser les causes de variation des grandeurs de fonctionnement des composants. Dans ce but, nous commençons par présenter les évolutions des caractéristiques de transfert pour chacune des doses étudiées (Figures II.2-a). La tension d'anode est prise faible ($V_{AK} = 0,1V$) afin que le P-MOSFET fonctionne en régime linéaire.

La tension de seuil du P-MOSFET (ON-MOSFET du MCT), V_{THP} , est déterminée soit par extrapolation de la zone linéaire de la caractéristique de transfert à faible V_{AK} , soit par détermination de la valeur maximum de la transconductance g_m (Figure II.2-b).

Dans l'expression de g_m (éq. I.22), nous avons pris le cas d'un MOSFET idéal en régime de conduction ohmique. La mobilité effective μ_{eff} , s'écrit de façon empirique :

$$\mu_{eff} = \frac{\mu_0}{1 + \theta(V_G - V_T)} \quad (\text{éq. II.1})$$

θ est le paramètre qui tient compte de la dégradation de la mobilité en fonction du champ électrique transversal.



Figures II.2-a : Mesures de la caractéristique de transfert $I_{AK}(V_{GA})$ du MCT, à faible V_{AK} , avant et après irradiation γ .

La transconductance devient alors :

$$g_m = \mu_0 C_{OX} \frac{W}{L} \frac{V_D}{[1 + \theta(V_G - V_T)]^2} \quad (\text{éq. II.2})$$

g_m atteint sa valeur maximale pour $V_G = V_T$.

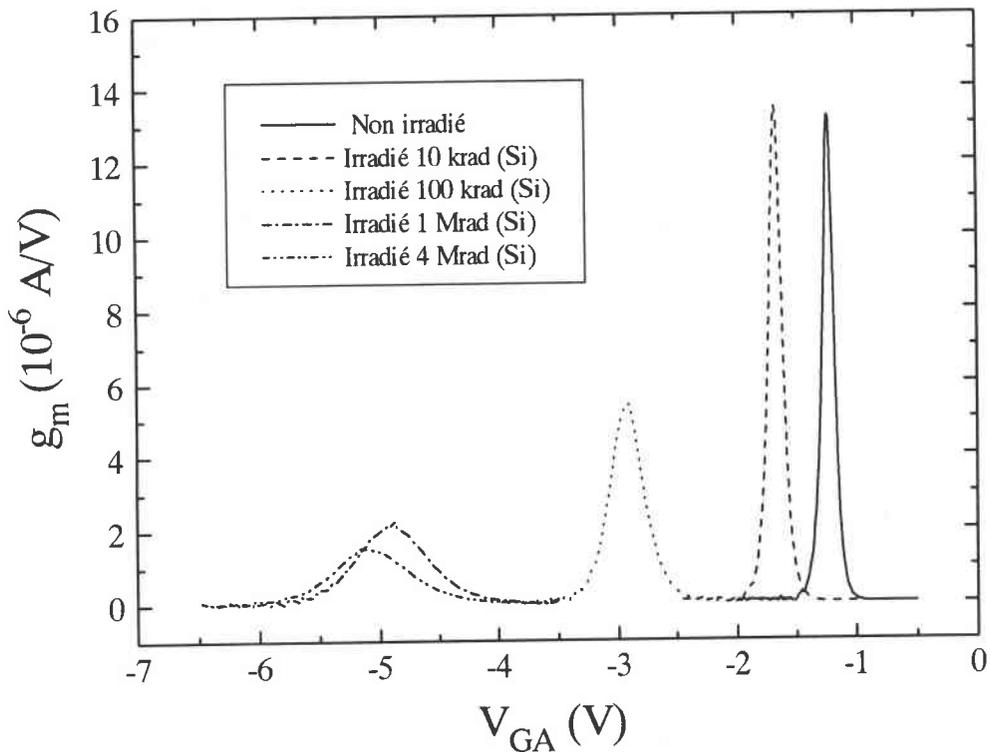


Figure II.2-b : Variation de la transconductance en fonction de la tension de grille du MCT, avant et après irradiation gamma.

Cette variation est celle attendue, les charges d'oxyde et d'interface contribuent dans le même sens [RIS95].

Remarque 1

Le courant I_{AK} mesuré présente des valeurs maximales (I_{AKmax}) qui diminuent avec la dose d'irradiation gamma (Figure II.2-c).

Ces variations sont notamment imputables aux défauts introduits dans l'oxyde et à l'interface du transistor P-MOSFET. Ces défauts influencent, de part la structure du composant (Figure I.14), l'interface Si/SiO₂ de la zone N (substrat du P-MOSFET) ainsi que le substrat épitaxial P. Cette observation reste valable pour la valeur maximale de la transconductance.

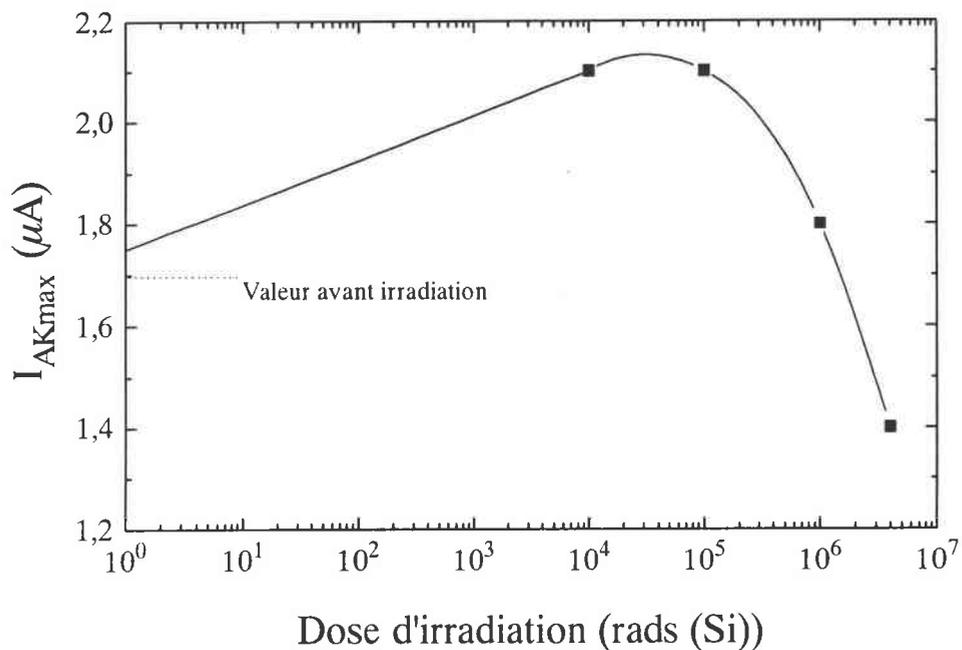


Figure II.2-c : Evolution du courant maximum (à $V_{AK}=0,1V$) en fonction de la dose d'irradiation gamma pour le MCT.

La figure II.3 montre la variation de la tension de seuil du transistor P-MOSFET, en fonction de la dose.

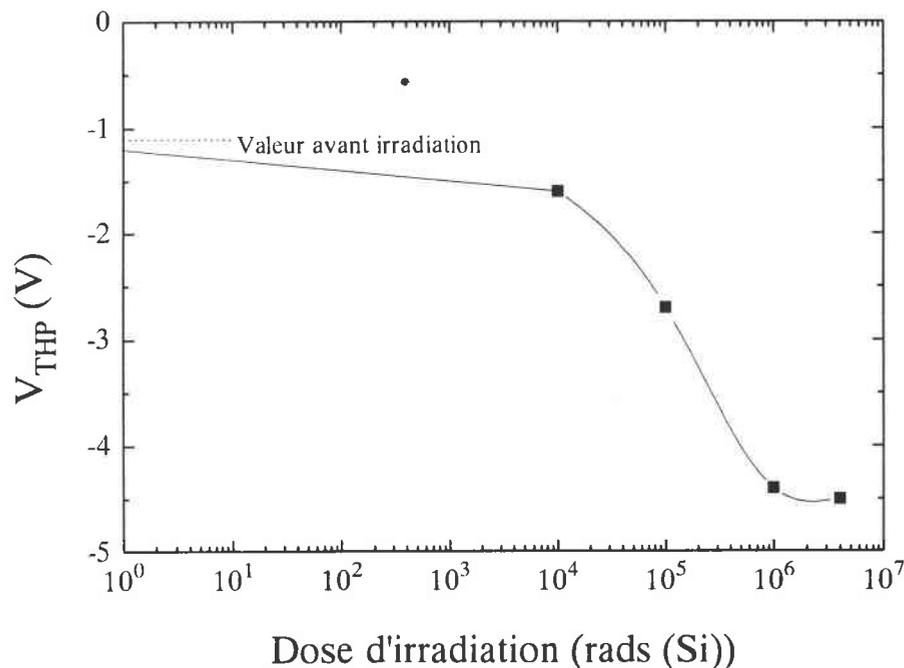


Figure II.3 : Evolution de la tension de seuil du P-MOSFET du MCT en fonction de la dose d'irradiation.

Un effet de saturation est observable sur la variation de V_{THP} en fonction de la dose d'irradiation (à partir de la dose 1Mrad (Si)). La dérive de la tension est due à deux composantes :

→ les charges piégées dans l'oxyde ΔN_{OT} .

→ les défauts induits à l'interface Si/SiO₂ ΔN_{IT} .

Leur différente contribution va être étudiée.

2.2 Détermination des densités de charges piégées

Plusieurs méthodes permettent la séparation de la contribution des deux composantes ΔN_{OT} et ΔN_{IT} dans le cas des transistors MOSFET [McW86] [GAL84]. La méthode de McWorther et Winokur qui est basée sur des mesures de courant-tension en régime de saturation sous le seuil [McW 86], a été adaptée et appliquée à la structure de l'IGBT [ELM96]. Nous allons appliquer cette méthode pour déterminer la variation des charges piégées dans l'oxyde et à l'interface pour les composants MCT. La méthode consiste à déterminer la variation de la tension de seuil ainsi que celle de la tension du middle-gap. La valeur de la tension du middle-gap est obtenue à partir de la caractéristique de transfert en régime de conduction sous le seuil à forte tension d'anode au point où le courant $I_{AK}=I_{MG}$. Le courant du middle-gap I_{MG} est obtenu à partir de l'équation II.3 [SZE85] :

$$I_{MG} = \sqrt{2}\mu_{eff} \frac{W}{2L} (N_A L_B K_b T) \left(\frac{n_i}{N_A} \right)^2 \exp\left(\frac{q\Psi_S}{K_b T} \right) \sqrt{\left(\frac{q\Psi_S}{K_b T} \right)} \quad (\text{éq. II.3})$$

dans laquelle le potentiel de surface à la tension de bande plate :

$$\Psi_S = \frac{K_b T}{q} \ln\left(\frac{N_A}{n_i} \right) \quad (\text{éq. II.4})$$

où N_A est le dopage dans le canal et L_B est la longueur de Debye. La variation de la tension due aux charges dans l'oxyde est la différence entre la tension du middle-gap avant et après irradiation,

$$\Delta V_{NOT} = V_{MG_{IR}} - V_{MG_0} \quad (\text{éq. II.5})$$

et la contribution de la variation du nombre de pièges à l'interface est alors déterminée par :

$$\Delta V_{NIT} = \Delta V_{THP} - \Delta V_{NOT} \quad (\text{éq. II.6})$$

Les densités de charges piégées dans l'oxyde et à l'interface peuvent être déterminées de la manière suivante :

$$\Delta N_{OT} = \frac{\Delta V_{NOT} C_{OX}}{q} \quad \text{et} \quad \Delta N_{IT} = \frac{\Delta V_{NIT} C_{OX}}{q} \quad (\text{éq. II.7-a et II.7-b})$$

2.2.1 Application de la méthode

La variation de la tension de seuil du P-MOSFET a été déterminée (Figure II.2) en fonction de la dose, nous donnons ici un tableau de ces valeurs, sachant que :

$$\Delta V_{THP} = V_{THP}(\text{irradié}) - V_{THP}(\text{non irradié}) .$$

	Non irradié	10 krad(Si)	100 krad(Si)	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)
ΔV_{THP} (V)	0	-0,5	-1,6	-3,1	-3,2

Tableau II.1 : Les valeurs de décalage de la tension de seuil du P-MOSFET après irradiation γ .

Le courant en saturation d'un MOSFET peut s'écrire de façon simplifiée :

$$I_{MOS} = \frac{1}{2} \mu_{eff} C_{OX} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (\text{éq. II.8})$$

Le courant I_{AK} dans un MCT, avant l'amorçage du thyristor, a la même expression que le courant principal dans une structure IGBT [HAD98]. Ceci se traduit par l'équation II.9,

$$I_{AK} = (\beta_{npn} + 1) I_{PMOS} \quad (\text{éq. II.9})$$

où β_{npn} est le gain en courant du transistor NPN du MCT et I_{PMOS} est le courant du transistor P-MOSFET.

En combinant les équations II.6 et II.7 :

$$I_{AK} = (\beta_{npn} + 1) \mu_{eff} C_{OX} \frac{W}{2L} (V_{GA} - V_{THP})^2 = C'_M C_{OX} (V_{GA} - V_{THP})^2 \quad (\text{éq. II.10})$$

$C'_M = (\beta_{npn} + 1) \mu_{eff} W / (2L)$, sachant que $V_{GS} = V_{GA}$ pour le P-MOSFET.

D'après les équations II.3 et II.10, le calcul du courant du middle-gap nécessite la connaissance de la capacité d'oxyde par unité de surface C_{OX} , du dopage N_A et de la valeur de C'_M .

2.2.1.1 Détermination de C_{OX}

La capacité d'oxyde est donnée en fonction de l'épaisseur d'oxyde par l'équation II.11 :

$$C_{OX} = \frac{\epsilon_{OX}}{d_{OX}} \quad (\text{éq. II.11})$$

ϵ_{OX} est la permittivité de l'oxyde et d_{OX} est l'épaisseur de l'oxyde de grille. Connaissant d_{OX} ($d_{OX}^* = 0,07 \mu m$), nous pouvons alors déterminer la capacité : $C_{OX} = 4,93 \cdot 10^{-4} \text{ F/m}^2$.

2.2.1.2 Détermination de C'_M

La mesure de la caractéristique I_{AK} en fonction de V_{GA} en saturation ($V_{AK} \gg V_{DS(SAT)}$) nous permet de déterminer C'_M .

En effet, en traçant $\sqrt{I_{AK}} = f(V_{GA})$ (Figure II.4) on peut alors calculer C'_M à partir de la pente de la partie linéaire de la courbe $\sqrt{I_{AK}} = \sqrt{C'_M C_{OX}} (V_{GA} - V_{THP})$.

Les valeurs calculées de C'_M , avant et après irradiation, sont données dans le tableau II.2. Les effets dans l'oxyde recouvrant le P-MOSFET et le substrat épitaxial P influencent cette valeur par l'intermédiaire du gain β_{npn} [SCH96].

	Non irradié	10 krad(Si)	100 krad(Si)	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)
C'_M	0,25	16	10	4	8

Tableau II.2 : Evolution de C'_M en fonction de la dose d'irradiation.

* HARRIS Semiconductor "MCT User's Guide"

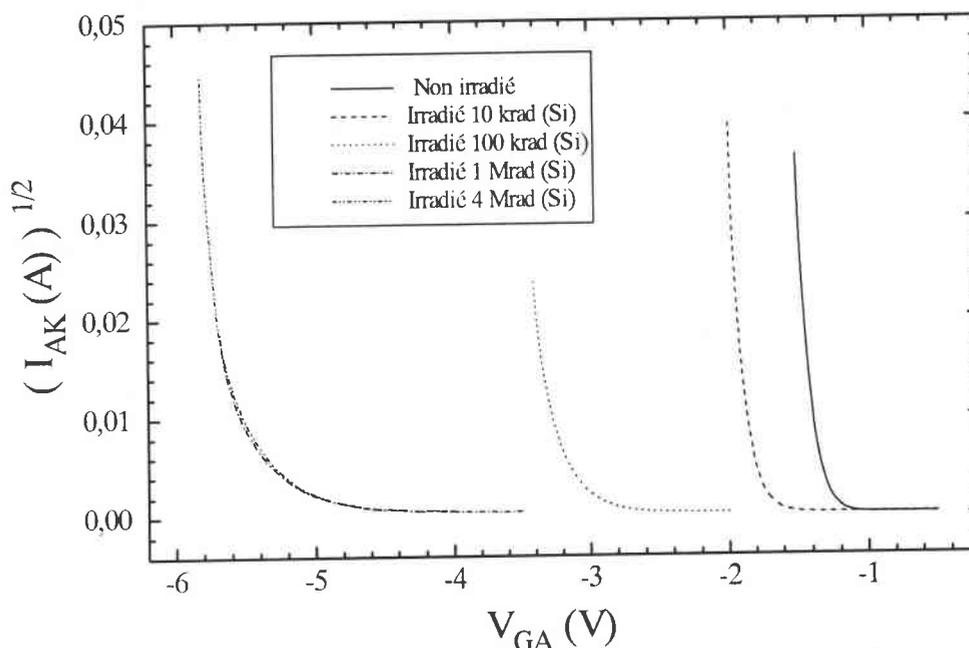


Figure II.4 : Evolution de la caractéristique de transfert du MCT, mesurée en régime de saturation ($V_{AK}=5V$).

2.2.1.3 Détermination de I_{MG}

Les équations II.3 et II.4 permettent d'écrire le courant de middle-gap sous la forme suivante :

$$I_{MG} = \sqrt{2}C'_M \frac{K_b T}{q} \sqrt{\epsilon_{Si} K_b T N_A} \frac{n_i}{N_A} \left(\ln \left(\frac{N_A}{n_i} \right) \right)^{-1/2} \quad (\text{éq. II.12})$$

Le dopage N_A ($N_A^* \approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$) [TEM86] ne change pas après irradiation car l'irradiation γ est une irradiation ionisante et ne crée pas de défauts dans le volume du semiconducteur.

Les courants du middle-gap calculés en utilisant les valeurs de C'_M et l'équation II.10 sont donnés dans le tableau II.3.

	Non irradié	10 krad(Si)	100 krad(Si)	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)
$I_{MG} (A)$	$3,3 \cdot 10^{-12}$	$2,2 \cdot 10^{-10}$	$1,4 \cdot 10^{-10}$	$0,55 \cdot 10^{-10}$	$1,1 \cdot 10^{-10}$

Tableau II.3 : Courants du middle-gap en fonction de la dose d'irradiation.

* HARRIS Semiconductor "MCT User's Guide"

2.2.1.4 Détermination de ΔN_{OT} et ΔN_{IT}

Les courants du middle-gap étant calculés, nous pouvons alors déterminer les tensions du middle-gap correspondantes. Les valeurs de la tension du middle-gap sont obtenues à partir de la caractéristique de transfert en régime de conduction sous le seuil à forte tension d'anode $V_{AK}=5V$ (Figure II.5).

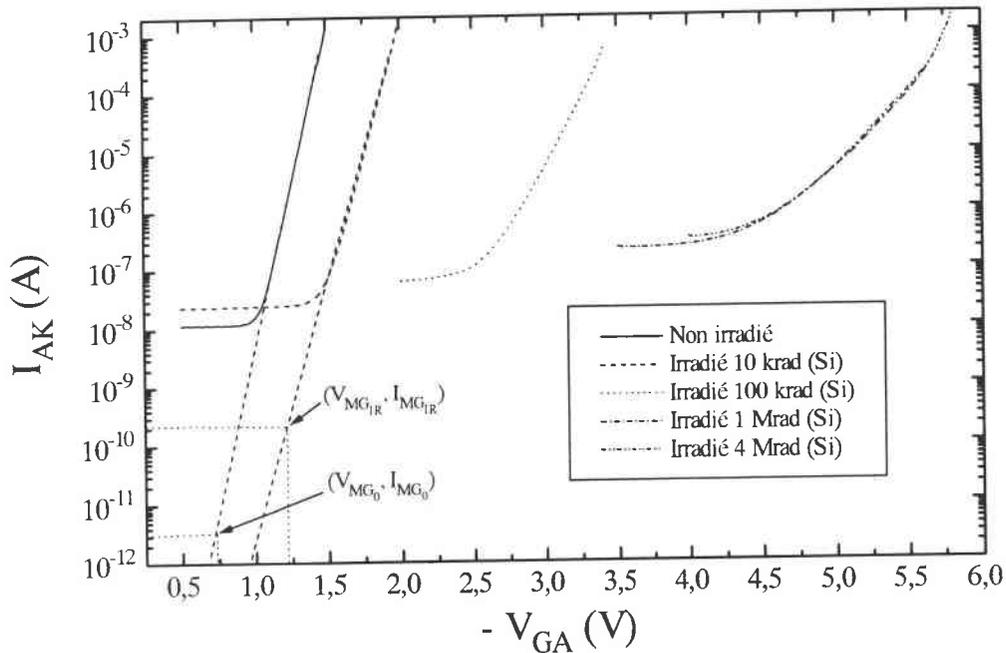


Figure II.5 : Evolution de la caractéristique de transfert du MCT en régime de saturation ($V_{AK}=5V$) sous le seuil.

Les tensions de middle-gap obtenues sont données dans la tableau II.4. A partir des équations II.5 et II.7-a, nous déterminons la variation du nombre de charges piégées dans l'oxyde ΔN_{OT} (Tableau II.4).

	Non irradié	10 krad(Si)	100 krad(Si)	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)
V_{MG} (V)	- 0,7	- 1,15	- 2	- 3	- 3,3
ΔV_{NOT} (V)		- 0,45	- 1,3	- 2,3	- 2,6
ΔN_{OT} (cm^{-2})		$1,4 \cdot 10^{11}$	$3,9 \cdot 10^{11}$	$7,1 \cdot 10^{11}$	$8,0 \cdot 10^{11}$

Tableau II.4 : Variation de la tension de middle-gap et du nombre de charges piégées dans l'oxyde, pour le P-MOSFET du MCT, avec la dose d'irradiation.

Connaissant la variation de la tension de seuil ΔV_{THP} (Tableau II.1) et la variation de ΔV_{NOT} , la variation de ΔV_{NIT} peut-être déterminée (éq. II.6). Nous en déduisons par la suite (éq. II.7-b) la variation de charges piégées à l'interface. Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau II.5.

	10 krad(Si)	100 krad(Si)	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)
ΔV_{NIT} (V)	-0,05	-0,3	-0,8	-0,6
ΔN_{IT} (cm ⁻²)	1,5 10 ¹⁰	9,2 10 ¹⁰	2,5 10 ¹¹	1,9 10 ¹¹

Tableau II.5 : Variation du nombre de charges piégées à l'interface, pour le P-MOSFET du MCT, avec la dose d'irradiation.

Remarque 2

Les mesures obtenues en régime de conduction sous le seuil présentent des courants de fuite importants, augmentant avec la dose d'irradiation ionisante.

Les cellules ayant une symétrie verticale ne devraient pas présenter de courant de fuite contrairement à des composants MOSFET rectangulaires. Cependant les cellules se situant à la limite de l'aire active ne présentent plus cette symétrie et permettent l'existence de courants de fuite.

2.2.2 Résumé

Pour mettre en évidence la variation des charges piégées et leurs contributions dans la variation de la tension de seuil, nous donnons sur la Figure II.6 l'évolution de ces paramètres en fonction de la dose d'irradiation. Cette figure montre un effet de saturation du nombre de charges piégées dans l'oxyde [HOF93].

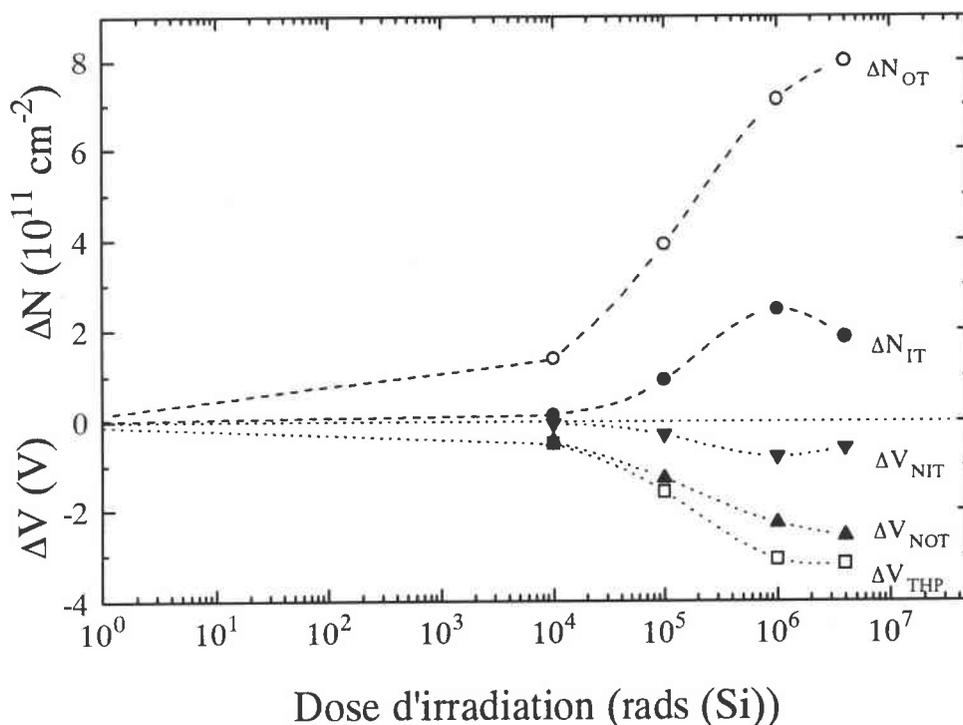


Figure II.6 : Evolution du nombre de charges piégées et leurs contributions dans la variation de la tension de seuil, pour le P-MOSFET du MCT, après irradiation.

L'effet des charges piégées dans l'oxyde de grille apporte la plus grande contribution dans la variation totale de la tension de seuil (densité de charges d'interface très faible par rapport à la densité de charges piégées dans l'oxyde).

2.3 Evolution de la tension de seuil du N-MOSFET du MCT

Les composants MCT étudiés dans ce travail ne nous permettent pas de caractériser leur transistor N-MOSFET (OFF-MOSFET du MCT) intégré. Nous allons donc utiliser une méthode qui se base sur la simulation et la mesure de la caractéristique C-V entre grille et anode afin de déterminer la variation de la tension de seuil du N-MOSFET ΔV_{THN} avec la dose d'irradiation gamma. La simulation, représentée dans le chapitre 4, sera effectuée en utilisant le simulateur de dispositifs 2D ATLAS II (version PISCES de SILVACO) afin de confirmer la méthode utilisée.

2.3.1 Détermination de V_{THN} à partir du C-V simulé

Les figures II.7-a et II.7-b présentent les caractéristiques C-V, respectivement mesurée et simulée, entre grille et anode pour un MCT non irradié. La mesure a été réalisée sur un pont d'impédance HP 4192A, à une fréquence de 1Mhz, avec la cathode à la masse. La simulation est effectuée à partir de la structure du MCT simulée, décrite dans le chapitre 4, en utilisant le simulateur ATLAS.

Pour la couche, **p** (substrat du N-MOSFET) de la structure simulée, nous avons calculé la tension d'inversion en tenant compte de son dopage. La tension d'inversion V_{inv} est donnée par l'équation :

$$V_{inv} = V_{FB} + 2\Psi_S + \frac{\sqrt{2q\varepsilon_{SI}N_A(2\Psi_S)}}{C_{OX}} \quad (\text{éq. II.13})$$

Ψ_S est donné par l'équation II.4, N_A est le dopage de la couche et C_{OX} est la capacité d'oxyde. V_{FB} est la tension de bande plate, elle est due notamment à la différence des travaux de sortie Φ_{MS} entre le N-polysilicium et le silicium [SZE85], Φ_{MS} dépend du dopage du silicium et du type du polysilicium.

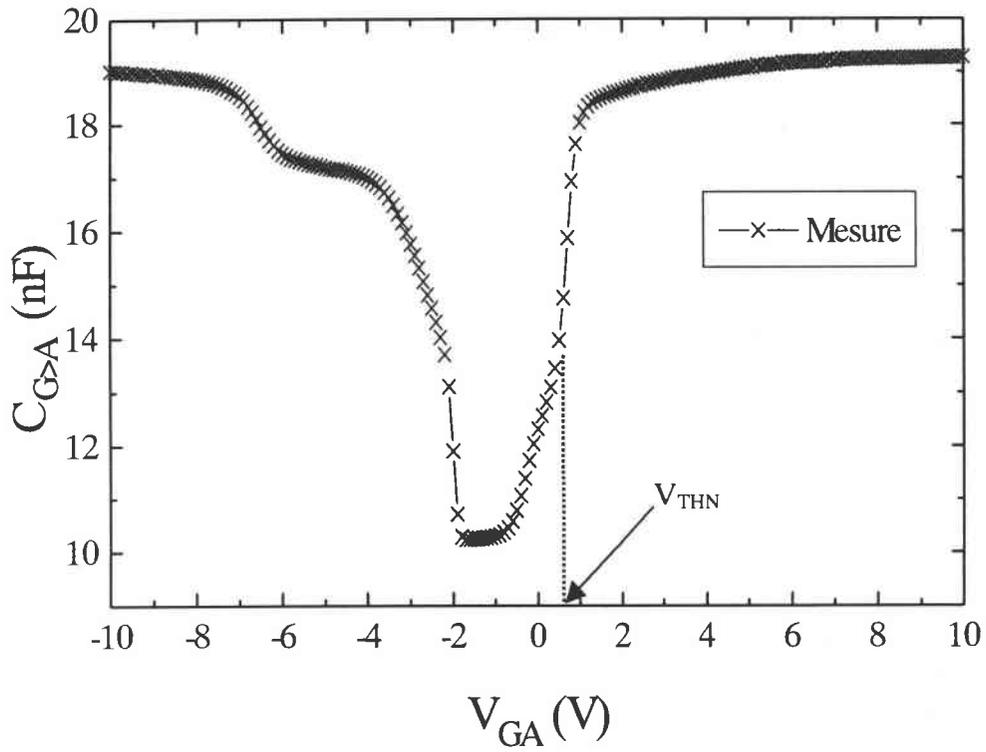
Le tableau II.6 regroupe les valeurs de V_{inv} , du dopage N_A , de Φ_{MS} et de Ψ_S pour la couche **p**.

	N_A (cm ⁻³)	Φ_{MS} (V)	Ψ_S (V)	V_{inv} (V)
Couche p	10 ¹⁶	-1,1	0,35	0,6

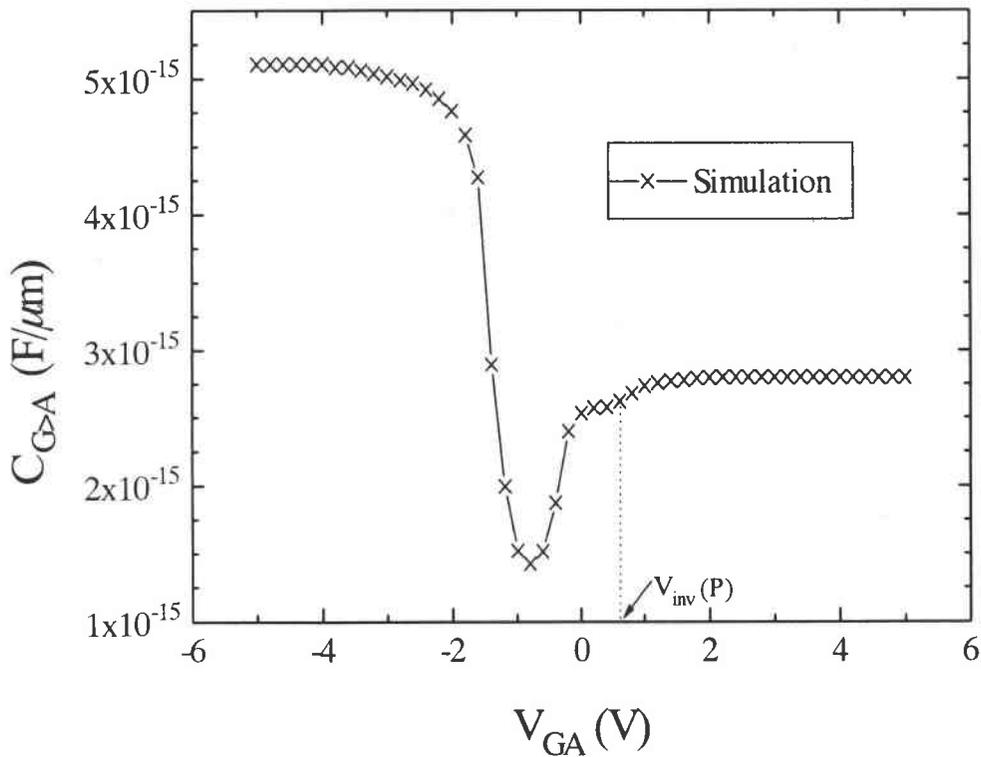
Tableau II.6 : Valeur de la tension d'inversion V_{inv} calculée pour la couche p.

La tension d'inversion calculée correspond à la tension de seuil du N-MOSFET de la structure simulée. De la même manière et par extrapolation sur les caractéristiques C-V, mesurées avant et après chaque dose d'irradiation gamma, la variation de la tension de seuil du transistor N-MOSFET du MCT peut être déterminée.

La différence observée entre la caractéristique C-V mesurée et simulée est due à l'effet unidimensionnel de la simulation. En plus, la structure simulée ne représente pas la totalité de la surface de la structure réelle.



(a)

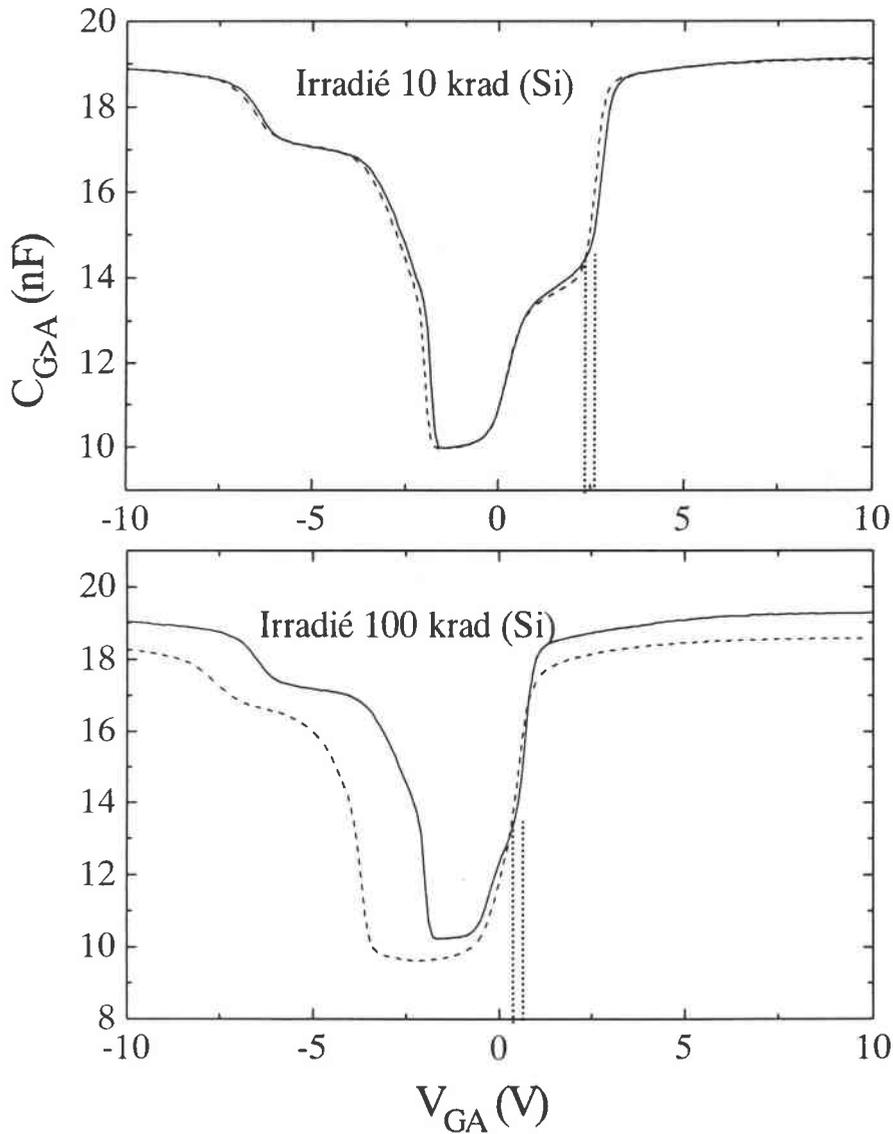


(b)

Figure II.7 : Caractéristique C-V, mesurée (a) et simulée (b), entre grille et anode d'un MCT non irradié.

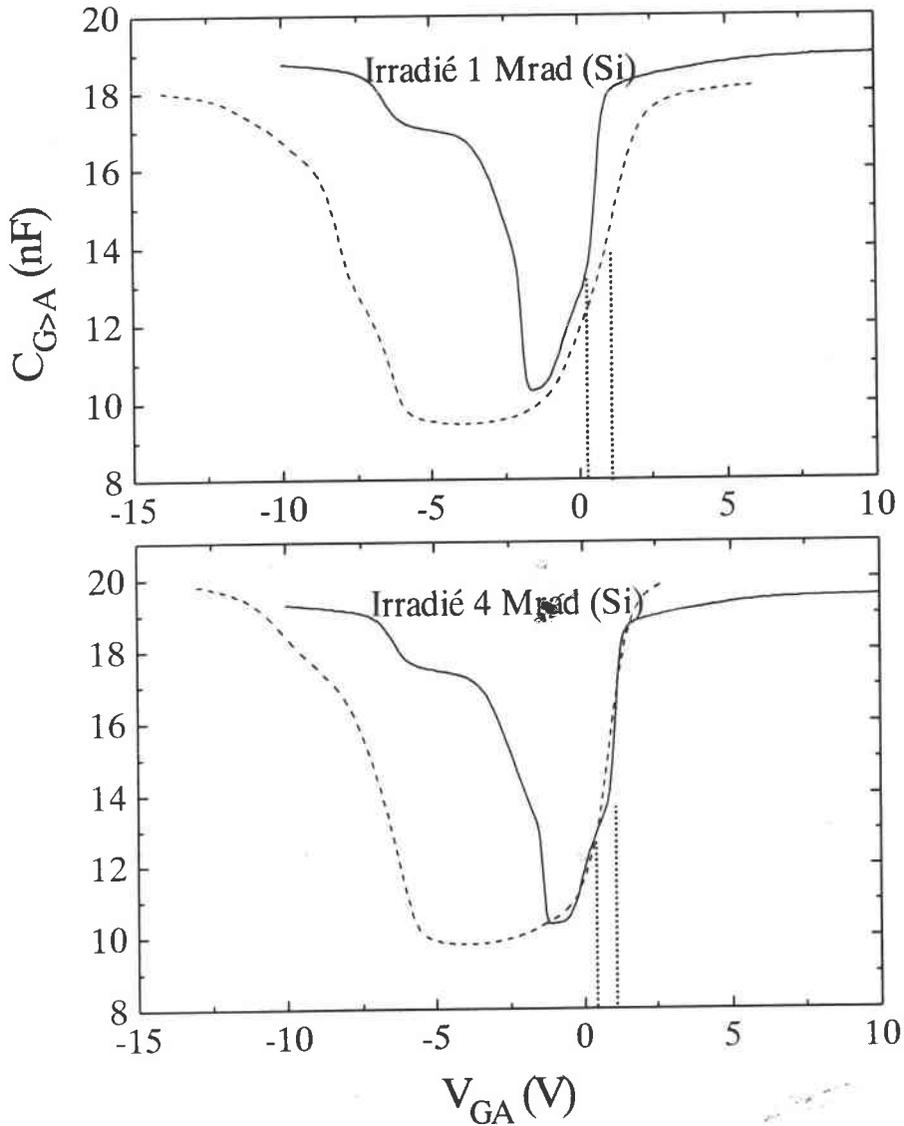
2.3.2 Détermination de la variation de la tension de seuil

Notre but dans cette partie, est de déterminer la variation de la tension de seuil du N-MOSFET (ΔV_{THN}) à partir des mesures du C-V entre grille et anode en fonction de la dose d'irradiation. Les caractéristiques C-V mesurées, avant et après irradiation, sont représentées sur les figures II.8 ((a) pour les faibles doses et (b) pour les fortes doses).



(a)

Remarquons que pour les deux faibles doses, la dérive de la caractéristique C-V pour les tensions positives est obtenue vers le sens négatif.



(b)

Figures II.8 : Courbes C-V pour les différents MCTs avant (—) et après (- - -) irradiation ionisante gamma.

La dernière figure montre que pour la dose 1Mrad (Si), la dérive se fait vers le sens positif, par contre il y a un retour à la dose de 4Mrad (Si). La variation ΔV_{THN} est donnée sur la figure II.9.

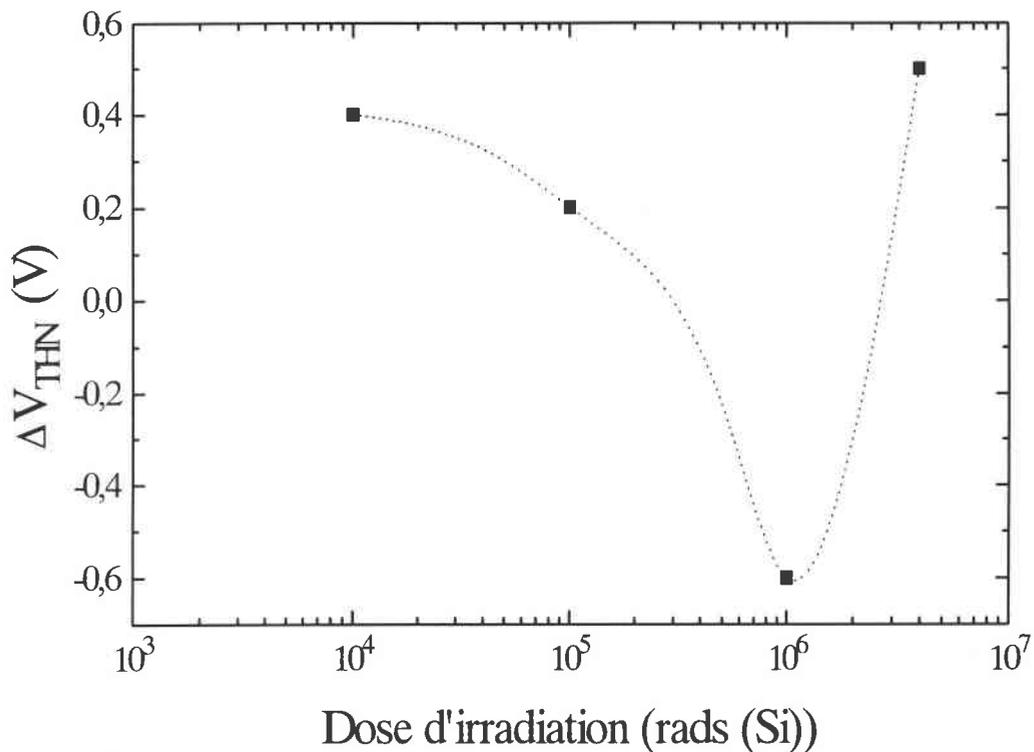


Figure II.9 : Variation de la tension de seuil ΔV_{THN} du N-MOSFET du MCT en fonction de la dose.

Dans le cas du N-MOSFET du MCT, il y a un retour de la variation de la tension de seuil à partir de la dose de 1Mrad(Si). Cette dérive peut être expliquée par le rôle antagoniste joué par les charges d'oxyde et les charges d'interface Si/SiO₂ sur les structures de type N-MOSFET.

Les deux transistors P-MOSFET et N-MOSFET sont intégrés dans le même composant MCT (Figure I.14), ils ont par ailleurs le même substrat. En plus, ils sont irradiés dans des conditions identiques. Nous supposons donc que la dérive due aux charges piégées dans les oxydes est la même dans les deux MOSFETs [FLE89].

La dérive due aux charges piégées à l'interface (ΔD_{IT}) peut alors s'écrire (d'après éq. II.6) :

$$\Delta V_{DIT} = \Delta V_{THN} - \Delta V_{NOT}, \text{ en supposant que } \Delta V_{DOT} = \Delta V_{NOT}.$$

Cette supposition peut être traduit par le fait que les deux MOSFETs ont la même densité de charges piégées dans l'oxyde.

La densité de charges piégées à l'interface Si/SiO₂ du N-MOSFET est déterminée (Tableau II.7) via l'équation II.7-b.

Dose	10 krad (Si)	100 krad (Si)	1 Mrad (Si)	4 Mrad (Si)
ΔV_{THN} (V)	0,4	0,2	-0,6	0,5
ΔV_{DOT} (V)	-0,45	-1,3	-2,3	-2,6
ΔV_{DIT} (V)	0,85	1,5	1,7	3,1
ΔD_{IT} (cm^{-2})	$2,6 \cdot 10^{11}$	$4,6 \cdot 10^{11}$	$5,2 \cdot 10^{11}$	$9,5 \cdot 10^{11}$

Tableau II.7 : Variation des charges piégées à l'interface, pour le N-MOSFET, en fonction de la dose.

La densité des états d'interface ΔD_{IT} dans le N-MOSFET est plus importante que celle (ΔN_{IT}) dans le P-MOSFET et elle est du même ordre de grandeur que la densité des charges piégées dans l'oxyde.

La figure II.10 présente les dérives des tensions dues aux charges piégées dans l'oxyde et à l'interface ainsi que les densités de ces charges piégées dans le N-MOSFET.

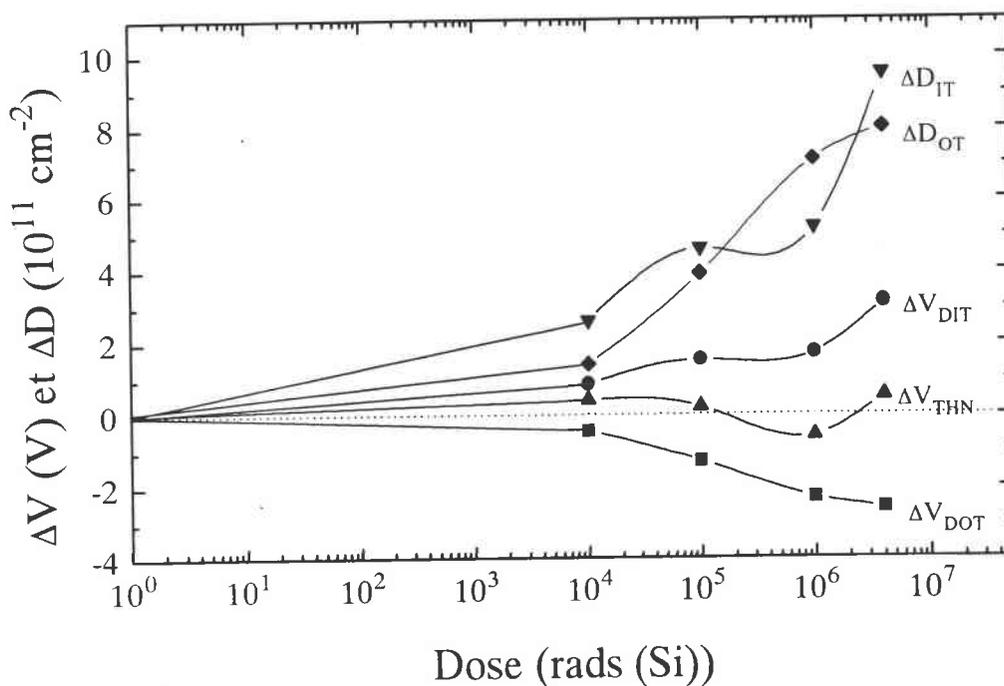


Figure II.10 : Variation des charges piégées à l'interface, pour le N-MOSFET du MCT, en fonction de la dose en gamma.

2.4 Caractérisation à travers la jonction de cathode (J_3)

Afin de suivre l'évolution des dégradations suite à l'irradiation gamma, nous avons analysé les caractéristiques courant-tension à travers la jonction de cathode qui représente la jonction base-émetteur du transistor NPN comme le montre la figure II.11. La caractéristique de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$ à travers la jonction est mesurée en rendant le canal du P-MOSFET (ON-MOSFET) complètement conducteur (Figure II.11). Pour la mesure de cette caractéristique avant et après irradiation, il faut travailler à $V_{GA}-V_{THP}$ constant pour minimiser l'effet des charges piégées dans l'oxyde et à l'interface.

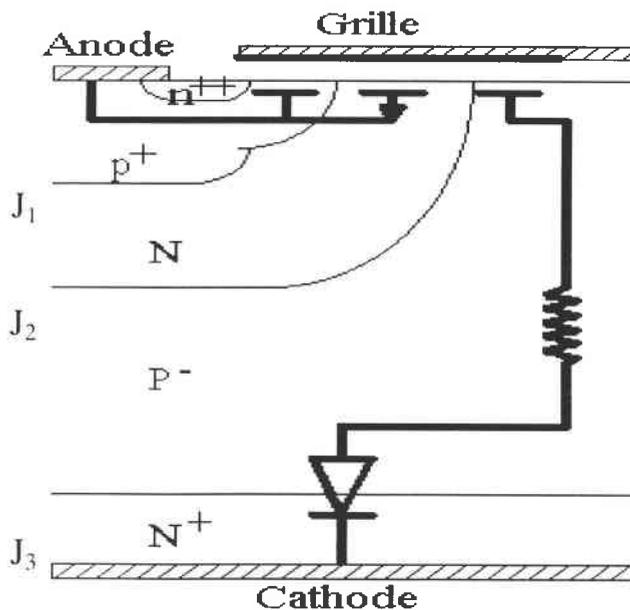


Figure II.11 : Structure d'un MCT et son circuit équivalent en conduction.

Pour une tension de grille donnée, on peut représenter le P-MOSFET par une simple résistance représentant la résistance du canal et les résistances de drain et de source.

2.4.1 Evolution de la caractéristique de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$

Comme le montre la figure II.11, pour la mesure de cette caractéristique, le schéma équivalent entre anode et cathode est un P-MOSFET en série avec une diode (J_3). Pour une polarisation

très négative de grille ($V_{GA} < V_{THP}$ canal ouvert), la mesure de $I_{AK} = f(V_{AK})$ correspondant à la caractéristique de la jonction base-émetteur du transistor NPN. La figure II.12 présente l'évolution de ces caractéristiques pour une tension $V_{GA} - V_{THP} = -2V$.

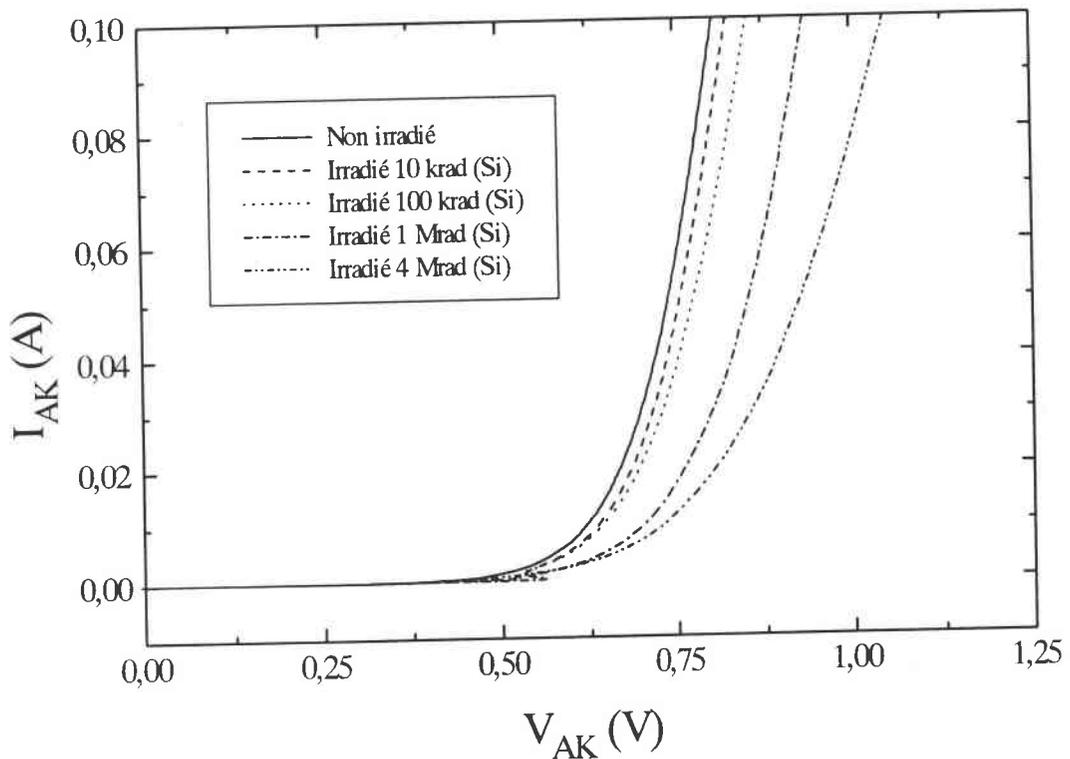


Figure II.12 : Caractéristiques de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$ du MCT avant et après irradiation gamma (caractéristique à travers la jonction J_3).

On perçoit bien sur cette figure les déformations engendrées par chaque dose d'irradiation gamma. Ces déformations sont davantage visibles pour les fortes doses. Pour mettre en évidence les dégradations subies, nous avons analysé ces caractéristiques par le logiciel PARADI [CHA85]. Ce logiciel permet d'extraire les grandeurs décrivant les mécanismes de transport dans la jonction. Ce logiciel est basé sur trois modèles numériques associés à des modes de fonctionnement particuliers ou général :

- * modèle SEM (Simple Exponentiel model), pour un mécanisme de recombinaison dans la ZCE prédominant,
- * modèle CDEM (Constante Double Exponentiel Model), pour une conduction correspondant au modèle de Sah, Noyce, Shockley [SAH57],
- * modèle VDEM (Variable Double Exponentiel Model) dans le cas général.

2.4.2 Analyse numérique des caractéristiques

L'extraction des paramètres avant et après irradiation a été réalisée selon le modèle VDEM (Modèle à deux exponentielles variables) du logiciel. L'équation de base de ce modèle (éq. I.8) est :

$$I = \frac{V - R_s I}{R_{sh}} + I_{01} \left[\exp\left(\frac{q}{A_1 K_b T} (V - R_s I)\right) - 1 \right] + I_{02} \left[\exp\left(\frac{q}{A_2 K_b T} (V - R_s I)\right) - 1 \right]$$

I_{01} et I_{02} sont les courants de saturation associés respectivement à la diffusion et à la recombinaison.

R_s est la résistance série et R_{sh} est la résistance shunt.

A_1 et A_2 sont les facteurs de qualité.

Dans ce modèle A_1 est fixé à 1 (diffusion) et A_2 est variable (recombinaison).

Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau II.8.

	Non irradié	10 krad(Si)	100 krad(Si)	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)
Q_{RMS}	0,002	0,005	0,005	0,009	0,01
I_{01} (A)	$1,7 \cdot 10^{-21}$	$1,9 \cdot 10^{-21}$	$2,3 \cdot 10^{-21}$	$2,9 \cdot 10^{-21}$	$4,9 \cdot 10^{-21}$
I_{02} (A)	$2,5 \cdot 10^{-7}$	$2,6 \cdot 10^{-7}$	$4,6 \cdot 10^{-7}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$1,9 \cdot 10^{-6}$
A_2	2,25	2,31	2,46	3,25	3,25
R_s (Ω)	0,5	0,6	0,8	1,0	1,3

Tableau II.8 : Evolution des paramètres de la jonction avec la dose d'irradiation.

L'écart quadratique moyen Q_{RMS} des distances entre les points mesurés et la courbe calculée, permet d'apprécier l'efficacité du modèle. Plus cette valeur est faible, plus l'ajustage de la courbe théorique est précis.

Ces résultats montrent une augmentation du courant de recombinaison I_{02} d'un facteur 10 associée à une hausse du facteur de qualité A_2 , une augmentation de la résistance série alors que le courant de saturation inverse I_{01} associé à la diffusion reste très faible et n'augmente que d'un facteur 3. Les valeurs de la résistance shunt restent très importantes indiquant qu'il n'y a pas de courant de fuite dans la jonction. Ces variations sont représentées sur la figure II.13.

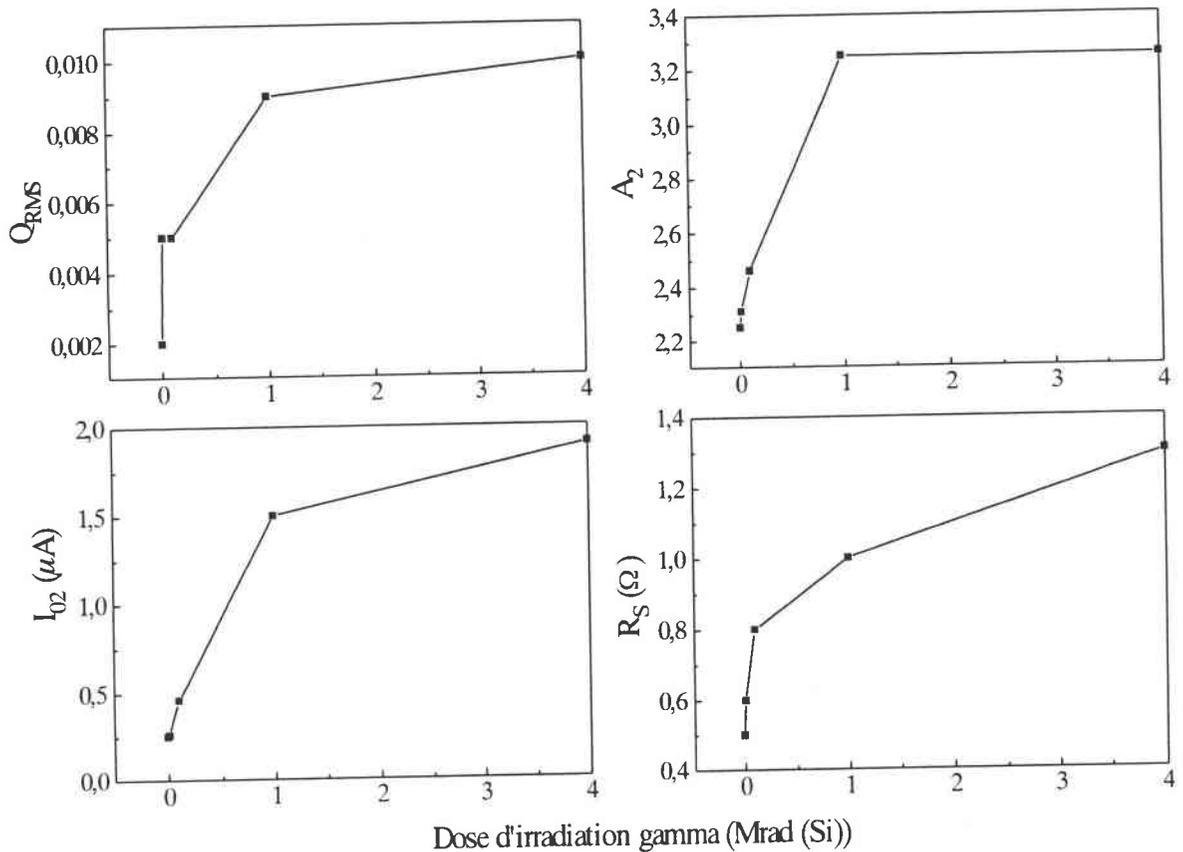


Figure II.13 : Evolution des paramètres, Q_{RMS} , I_{01} , I_{02} et R_S , de la jonction extraits par analyse numérique.

L'irradiation ionisante gamma produit principalement un piégeage de charges dans les oxydes. Son action se limite donc au voisinage de la grille et du canal. Les charges piégées agissent sur le potentiel de surface [MOR94] et donc sur les mécanismes de conduction dans le canal. Cette action est semblable à l'effet produit par une polarisation de grille [HAD97]. La figure II.14 montre l'évolution de la caractéristique de la jonction J_3 , pour un composant MCT non irradié de la série MCT65P100F2 dont la tension de seuil est de $-2V$. Pour une ouverture croissante du canal, par diminution de la tension appliquée V_{GA} , le courant de la jonction augmente. Donc une augmentation de charge négative de grille entraîne un accroissement du nombre de trous dans le canal.

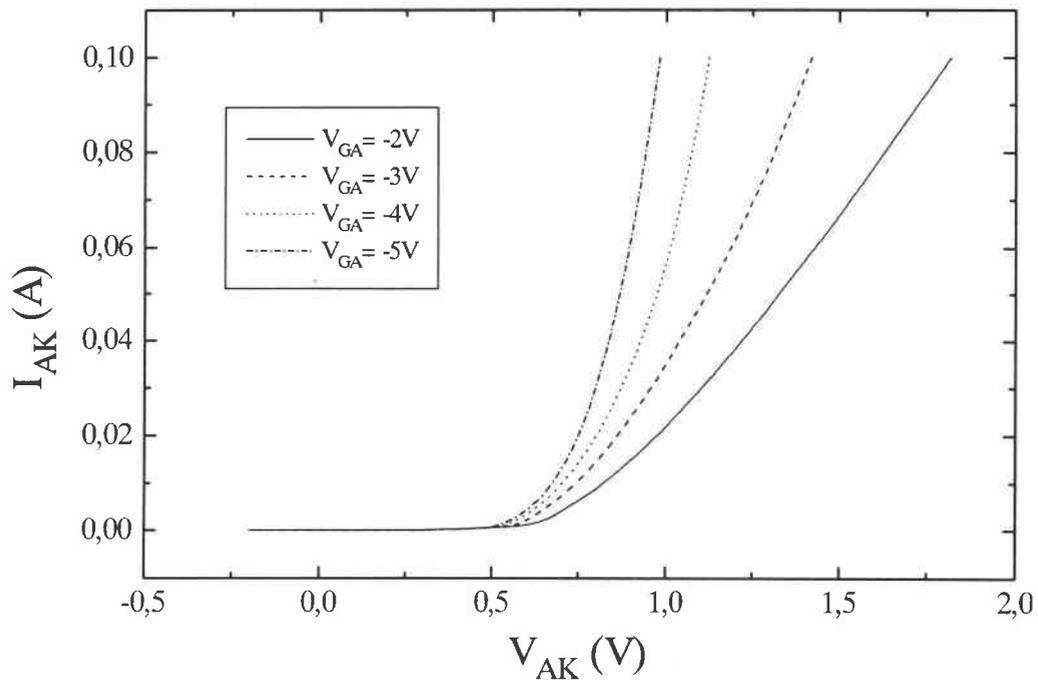


Figure II.14 : Caractéristique de la jonction J_3 mesurée pour différentes valeurs de V_{GA} .

Sur la figure II.12 nous voyons que le courant de la jonction diminue lorsque les charges positives de l'oxyde créées par irradiation augmentent, donc lorsque le nombre de trous diminue dans le canal.

Les résultats de l'analyse numérique de la caractéristique de la jonction J_3 (Figure II.12) donnent une importante variation de la résistance série R_S . Cette résistance comprend les pertes résistives dont la résistance du canal. Ces pertes, hormis le canal, ont été déterminées [HAD97] avant irradiation et pour une ouverture complète du canal P (régime de forte inversion). Elles sont supposées constantes. La variation observée suite aux irradiations est attribuée au canal. Nous avons donc cherché une corrélation avec la variation des charges piégées dans l'oxyde, ΔN_{OT} , et à l'interface Si/SiO₂, ΔN_{IT} . La figure II.15 montre que la variation de l'augmentation de R_S :

$$[\Delta R_S = R_S(\text{irradié}) - R_S(\text{non irradié})],$$

dépend linéairement des variations des charges piégées dans l'oxyde ΔN_{OT} et à l'interface ΔN_{IT} .

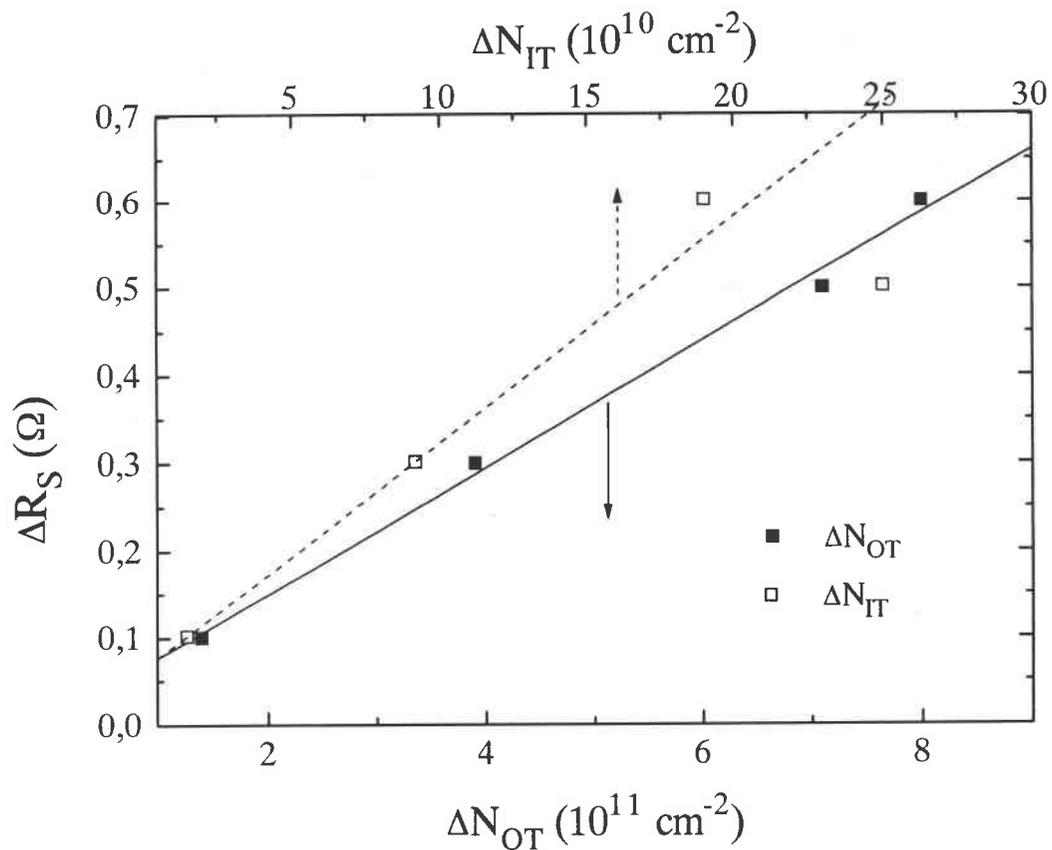


Figure II.15 : Variation de ΔR_S en fonction des charges piégées dans l'oxyde ΔN_{OT} et à l'interface Si/SiO₂ ΔN_{IT} .

Cette augmentation de R_S correspondant à la variation de la résistance du canal, dépend donc linéairement des charges dans l'oxyde et à l'interface.

La faible variation de I_{01} correspond à une augmentation de la recombinaison hors de la jonction et est associée à la variation de la résistance R_S . Les variations de I_{02} et A_2 ne pouvant être reliées à un changement de mécanismes de conduction dans la jonction provoqué par l'irradiation, apparaissent comme une conséquence de la variation de R_S . Elles sont attribuables :

- soit à une redistribution des potentiels sur les lignes de courant entraînant une réduction de la longueur de la ZCE de la jonction. Les variations de I_{02} et A_2 peuvent alors être influencées aussi par les gradients de concentration des dopants dans la jonction. Une connaissance détaillée de la jonction serait nécessaire pour en donner une interprétation justifiée.
- soit à un effet de compensation mathématique [MIA83].

Le résultat de cette étude est remarquable : il a été montré que la caractérisation à travers la jonction J_3 d'un composant MCT permet de caractériser la conduction dans le canal du P-MOSFET.

Conclusion

Les effets induits par irradiation ionisante gamma dans les deux MOSFETs, P-MOSFET et N-MOSFET, de commande du MCT ont été étudiés. La méthode de séparation des charges piégées dans l'oxyde et à l'interface a été appliquée pour évaluer leurs contributions dans les dérives de leurs tensions de seuil induites par cette irradiation. Une méthode se basant sur la mesure et la simulation de la caractéristique C-V entre grille et anode a été utilisée pour déterminer les variations de la tension de seuil du N-MOSFET en fonction des différentes doses étudiées. Il a été montré que dans le cas du P-MOSFET, les contributions des charges piégées dans l'oxyde et à l'interface vont dans le même sens. Par contre, un effet antagoniste entre ces deux contributions existe dans le cas du N-MOSFET.

L'étude et l'analyse numérique de l'évolution de la caractéristique de la jonction J_3 a montré une dégradation de celle-ci. En particulier, nous avons noté une augmentation de la résistance série. Sachant que l'irradiation ionisante gamma provoque principalement un piégeage de charges dans l'oxyde et à l'interface Si/SiO₂ du composant MCT, nous avons cherché la corrélation entre la variation de la résistance série et les densités de charges piégées. Nous avons donc constaté une évolution linéaire entre ces variations. Cette étude est très intéressante car elle montre que la caractérisation de la jonction J_3 d'un composant MCT permet de caractériser la conduction dans le canal du P-MOSFET. De plus elle permet de caractériser le composant suite à une irradiation uniquement ionisante. Dans le chapitre 3, le même type de composants a été irradié par des neutrons, ceux-ci vont créer à la fois des défauts d'ionisation et de déplacement.

CHAPITRE 3

Etude des effets induits par des irradiations
aux neutrons dans : la jonction, l'IGBT et
le MCT

Introduction

Les concepteurs de composants semiconducteurs adoptent l'irradiation comme technique d'amélioration de leurs performances. En effet, l'irradiation par neutrons (IN) est l'une des techniques pour contrôler les vitesses de commutation des dispositifs électroniques. Elle est aussi utilisée comme moyen de dopage des couches de semiconducteur (dans la cas des neutrons thermiques). Un neutron est considéré comme rapide (ou énergétique) à partir du moment où son énergie est supérieure à 10 keV. Il est considéré comme lent (ou thermique) quand son énergie est inférieure à 10 keV. Les neutrons sont des particules non chargées, les effets d'interaction nucléaire avec les atomes du silicium sont négligeables. Il est généralement admis [TOK77] que l'irradiation par des neutrons à hautes énergies provoque davantage de défauts de déplacements atomiques que d'ionisation (cas des irradiations gamma étudiées au chapitre 1), mais ils peuvent également créer des transmutations dans le silicium. Plusieurs études ont été réalisées pour déterminer les propriétés de ces défauts induits dans le silicium [MES58] [TOK76] : leurs niveaux d'énergie et sections efficaces correspondantes, durée de vie des porteurs dans le silicium après IN etc. Les neutrons peuvent également mettre la structure en conduction (SEU : Single Event Upset) [BOU99], cependant les conditions choisies sont telles que ce risque est minimisé lors des irradiations réalisées.

Dans la cadre de ce travail, nous nous intéressons à l'étude des effets induits par irradiation neutrons sur des composants de type MCT (MCT65P100F2). Dans ce but, et pour mieux évaluer les dégradations après IN sur les MCTs, nous avons fait une étude complémentaire sur l'évolution des caractéristiques de la jonction et de l'IGBT suite à cette irradiation. Tous ces composants ayant été irradiés en même temps et de la même façon : à température ambiante et l'ensemble des broches court-circuitées.

Fluence totale (neutrons/cm ²)	Fluence équivalente 1MeV (Si)	Temps d'exposition (secondes)	Dose équivalente d'ionisation
1,23x10 ¹⁴	5x10 ¹³	1403	7,8 krad
1,67x10 ¹⁴	1x10 ¹⁴	2806	11 krad

Tableau III.1 : Les paramètres des irradiations neutrons réalisées au CEA-DAM.

Les irradiations ont été effectuées avec la collaboration du CEA-DAM (Centre d'étude de Valduc). Les différents paramètres sont présentés dans le tableau III.1.

Le spectre d'énergie et la dose équivalente déposée par unité de fluence des neutrons (issus de Prospero) utilisés sont présentés respectivement sur les figures III.1-a et III.1-b [AZA98]. Le facteur d'ionisation est de 10^{-10} rad/neutron/cm². Les différentes valeurs obtenues sont données au tableau III.1.

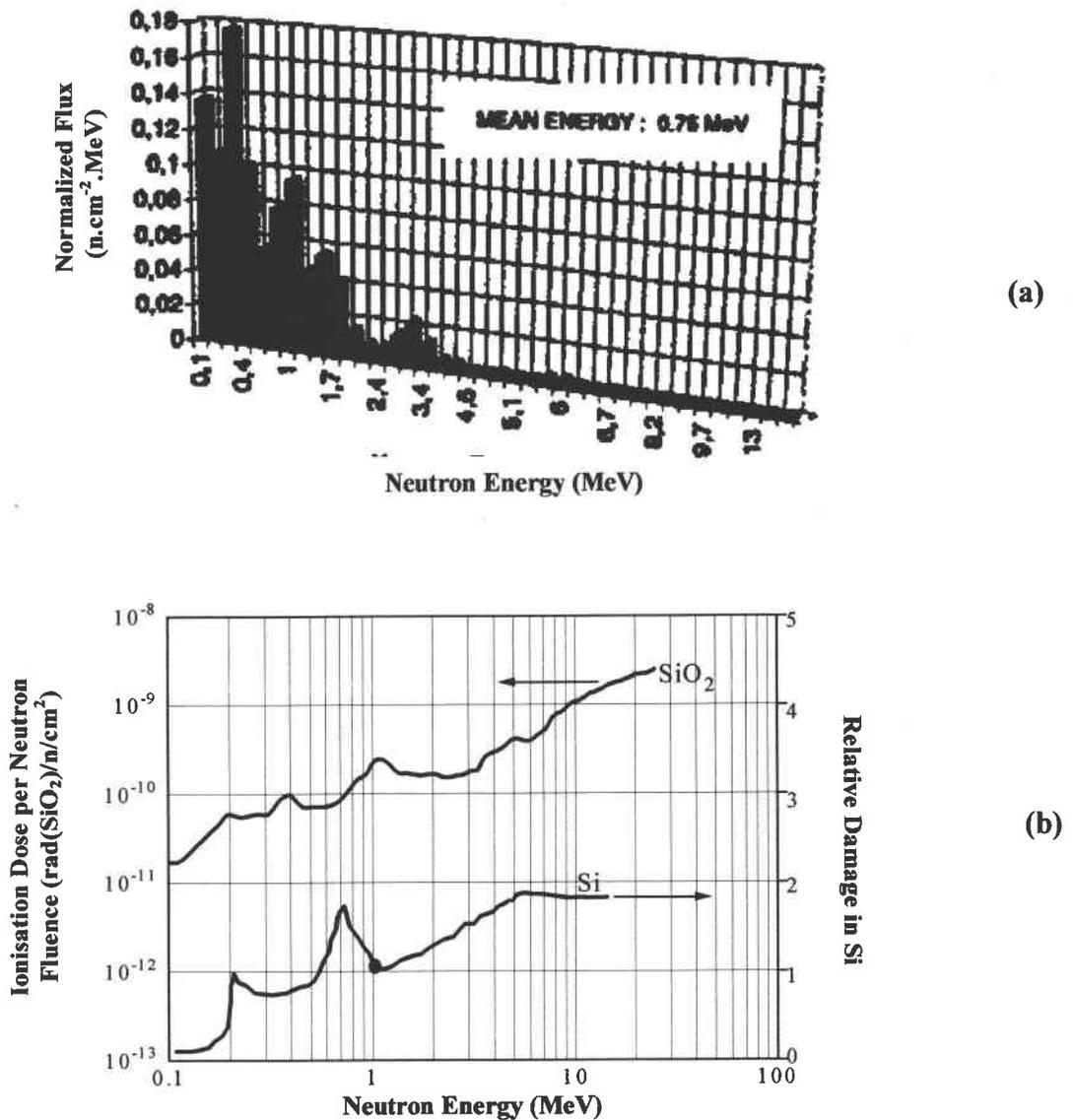


Figure III.1 : Le spectre d'énergie (a) et la dose équivalente déposée (b) des neutrons utilisés.

Ce chapitre sera donc composé de trois parties principales. La première partie est consacrée à l'étude des évolutions des paramètres électriques de la diode et ceci en analysant numériquement la caractéristique I-V de la jonction. L'IGBT a une structure très proche de

celle du MCT. Pour cette raison nous avons consacré le deuxième paragraphe à l'étude des effets induits par IN sur les IGBTs. Enfin, dans la dernière partie nous présentons les évolutions des caractéristiques des composants MCT et nous analyserons les différents effets induits par IN sur ces composants.

3.1 Effets de l'IN sur les jonctions

Les jonctions étudiées sont issues de la technologie $1,2 \mu\text{m}$ [BLA97_1]. Le tableau III.2 présente les paramètres géométriques de ces composants. Les jonctions sont montées dans des boîtiers DIL 24 broches. Leurs profils de dopage sont présentés sur la figure III.2.

	Type de jonction	Caractéristiques	Surface (μm^2)	Périmètre (μm)
D5	N-/P-	$316\mu\text{m}\times 316\mu\text{m}$	99856	1264
D7	N+/P-	$316\mu\text{m}\times 316\mu\text{m}$	99856	1264

Tableau III.2 : Caractéristiques géométriques des jonctions étudiées.

Les jonctions D5 et D7 ont la même géométrie, cependant elles diffèrent par leurs profils de dopage. Une seule fluence est étudiée pour ces jonctions : 1×10^{14} neutrons/cm².

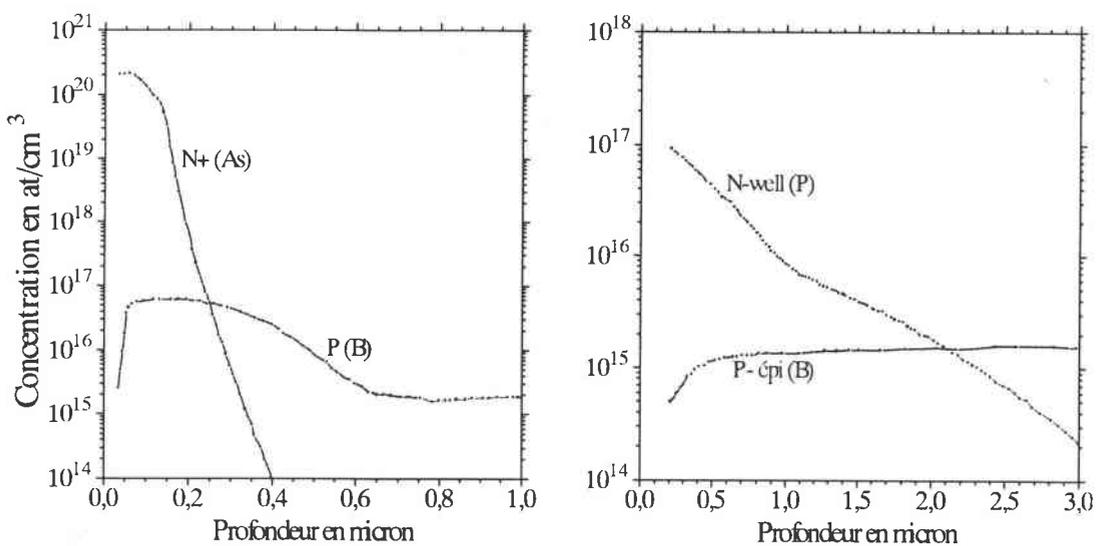


Figure III.2 : Profils de dopage des jonctions étudiées.

L'analyse des caractéristiques courant-tension permettent de rendre compte des modifications engendrées par l'IN. La figure III.3 présente l'évolution de ces caractéristiques.

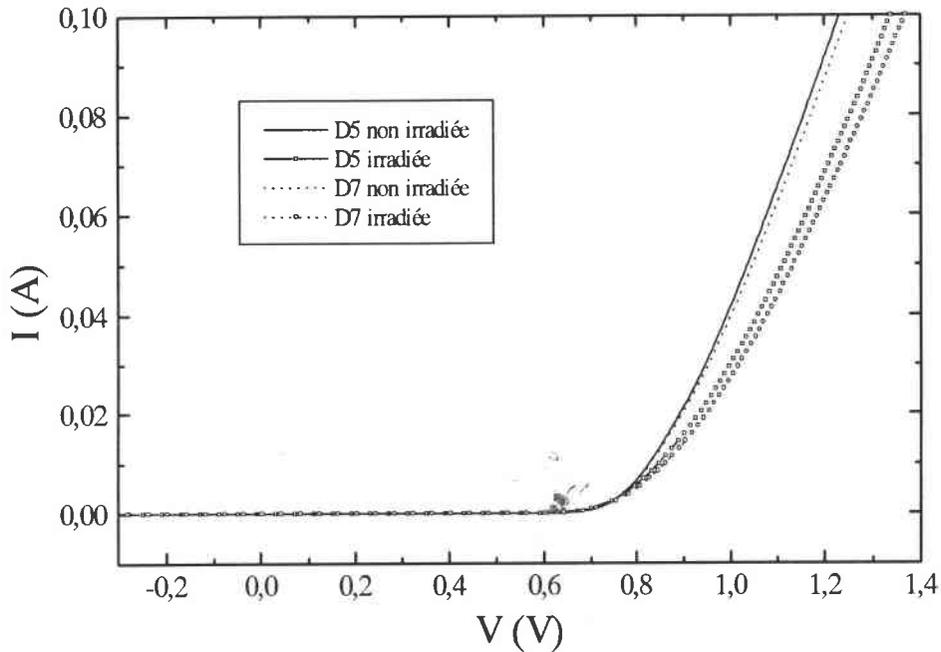


Figure III.3 : Effets de l'IN sur les caractéristiques des jonctions D5 et D7.

Les neutrons utilisés ont une énergie supérieures à 10 keV. Ces particules sont fortement énergétiques et interagissent avec des structures au silicium en créant des défauts de déplacement. Le processus de dégradation est initié par une collision neutron-atome. Le premier atome déplacé (Primary Knock-on Atom) perd son énergie par collision non ionisante avec d'autres atomes qui se déplacent. Des paires de Frenkel sont alors créées (atome interstitiel-lacune). 95% disparaissent car l'atome interstitiel ne s'est pas suffisamment éloigné de la lacune. Les paires restantes diffusent à température ambiante. Les atomes interstitiels ne sont pas des défauts électriquement actifs. Les lacunes peuvent former des défauts complexes stables avec des atomes donneurs. (Centre E : défaut lacune-phosphore, Centre A : défaut lacune-oxygène, divacance : lacune-lacune). La densité de défauts et leur niveau d'énergie varient en fonction de l'énergie de la particule incidente. Les niveaux rencontrés dans la littérature sont variés ($E_C-0,42$ eV) ($E_C-0,4$ eV) ($E_C-0,3$ eV) ($E_C-0,24$ eV) ($E_C-0,17$ eV)... pour les centres E, ($E_C-0,15$ eV) ($E_C-0,16$ eV)... pour les centres A et ($E_C-0,4$ eV) ($E_C-0,15$ eV) ($E_V+0,35$ eV) ($E_V+0,28$ eV)... pour les divacances) [MES58] [EVW76] [TOK76][BAL77][EVW77][TOK77][BUC78][TOK78][TOK.U78][TOK81][BAL84] [VAN93][HAR98].

L'extraction des paramètres avant et après irradiation a été réalisée selon le modèle VDEM de notre logiciel PARADI. Les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau III.3.

	Q_{RMS}	I_{01} (A)	I_{02} (A)	A_2	R_S (Ω)	R_{Sh} (Ω)
D5 (NI)	0,002	$1,2 \cdot 10^{-17}$	$1,8 \cdot 10^{-11}$	1,5	3,5	$2,3 \cdot 10^9$
D5 (IR)	0,007	$1,1 \cdot 10^{-17}$	$4,2 \cdot 10^{-6}$	3,4	4,4	$2,1 \cdot 10^4$
D7 (NI)	0,003	$1,8 \cdot 10^{-17}$	$2,9 \cdot 10^{-11}$	1,6	3,6	$1,4 \cdot 10^9$
D7 (IR)	0,007	$2,5 \cdot 10^{-17}$	$3,4 \cdot 10^{-6}$	3,4	5,3	$2,6 \cdot 10^4$

Tableau III.3 : Paramètres calculés des jonctions avant (NI) et après (IR) irradiation.

Les défauts introduits dans le volume du semiconducteur ont pour effet principal une désactivation des niveaux donneurs. Ce qui se traduit par une augmentation de la zone de charge d'espace de la jonction. Cette variation est caractérisée par l'augmentation du facteur de qualité et du courant inverse de saturation associé à la recombinaison. Les processus de conduction extérieurs à la jonction se trouvent affectés par cette irradiation : accroissement de la résistance série, mais également effondrement de la résistance shunt. Le courant inverse de saturation associé à la diffusion ne présente pas de variation notable mais ce terme n'est pas, dans ce cas, dominant. Les variations des paramètres de la jonction mettant en évidence les défauts introduits dans tout le volume du silicium.

3.2 Effets de l'IN sur les IGBTs

L'IGBT est une structure proche du MCT, elle présente une configuration de type "Darlington". Le courant de base est obtenu à partir de la mise en conduction d'un N-MOSFET. La structure bipolaire PNP est dans le volume du semiconducteur (Figure I.9). Les irradiations de type neutrons ou électrons [ELM96], créant des défauts dans tout le semiconducteur, permettent de modifier les performances de l'IGBT : commutation plus rapide et meilleure tenue au latch-up. En contre partie, elles provoquent une dégradation de la tension de déchet et une augmentation des courants de fuite. Plusieurs auteurs ont fait des études comparatives entre les effets de l'IE et ceux de l'IN [TOK81][STR85]. Cependant une

telle comparaison est difficile à réaliser car les défauts induits dépendent, non seulement du type de particules, mais également de son LET (Linear Energy Transfert) et de son énergie. Les composants étudiés sont des IGBTs de type standard IRGBC20S. Ils ont été irradiés par des neutrons dans les mêmes conditions que les jonctions et par les mêmes fluences. Nous avons choisi un lot de six composants qui présentent des caractéristiques électriques semblables. Chacune des deux fluences étudiées a été appliquée sur deux IGBTs de ce lot. Tous les composants ont été caractérisés avant et après IN afin d'observer les évolutions des différents paramètres suivis.

3.2.1 Caractéristique de transfert $I_{AK}-V_{GK}$

Les évolutions des caractéristiques de transfert des composants, avant et après irradiation sont présentées sur la figure III.4. La tension V_{AK} appliquée est de 0,7V. Cette valeur permet de rendre passante la jonction base-émetteur du PNP et de laisser le transistor VDMOSFET en régime de conduction ohmique.

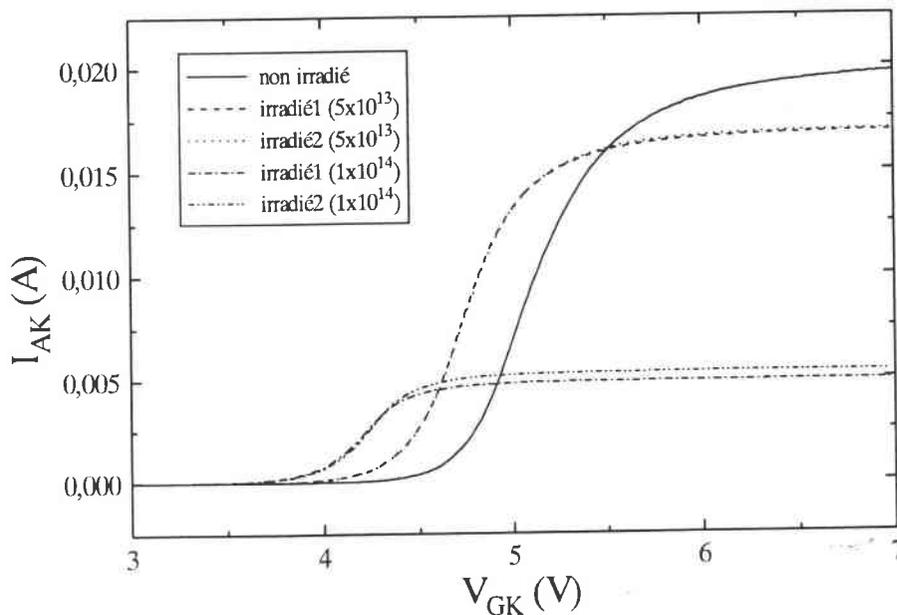


Figure III.4 : Evolution de la caractéristique de transfert des IGBTs avant et après irradiation aux deux fluences étudiées 5×10^{13} et 1×10^{14} neutrons/cm².

L'évolution des composants irradiés à une même fluence est semblable. La diminution du courant à fort V_{GK} , pour chacune des fluences, est due soit à une diminution du gain du transistor bipolaire, soit à une diminution de la mobilité. La mobilité effective dépend du champ électrique transversal, des défauts existant à l'interface Si/SiO₂ ainsi que des défauts dans l'oxyde. Le décalage de la caractéristique de transfert vers les valeurs négatives est dû à la partie ionisante des neutrons induisant un piégeage de charges dans l'oxyde. Ces charges sont dues à des effets secondaires de l'irradiation par neutrons [MES86]. Le taux d'ionisation [AZA98] pour ces irradiations est de 10^{-10} rad/neutron/cm². Les composants irradiés présentent des courants de fuite dus principalement à l'effet ionisant de l'IN. Afin de minimiser cette conduction parasite un recuit est réalisé. Les mêmes caractéristiques sont données sur la figure III.5 après un recuit de 15 minutes à 300 °C.

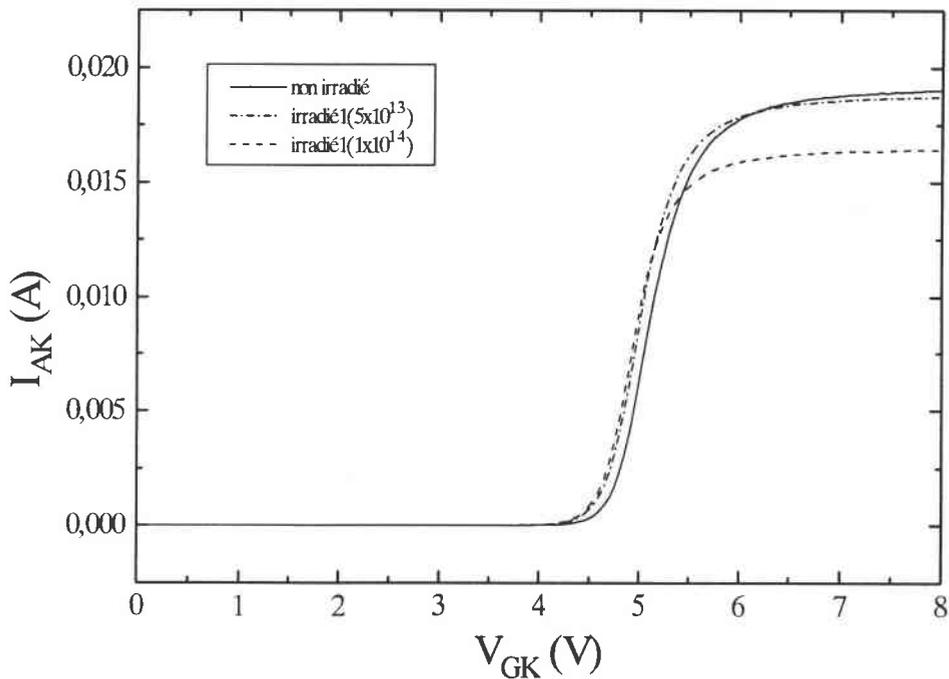


Figure III.5 : Caractéristiques de transfert des IGBTs mesurées après irradiation et recuit comparées à celle d'avant irradiation.

Le tableau III.4 présente le courant I_{AK} mesuré à $V_{GK}=7V$ ainsi que les variations de la tension de seuil, ΔV_{TH} , observées. Sur ce tableau sont également reportées des mesures réalisées sur des composants ayant subi des irradiations ionisantes gamma (20 krad (Si) et 2 Mrad (Si)) [ELM96].

fluence neutrons/cm ²	neutrons			gamma	
	0	5x10 ¹³	1x10 ¹⁴	X	X
dose krad (Si)	0	5	10	20	2000
ΔV_{TH} (V)	0	-0,4	-0,7	-0,8	+0,6
I_{AK} (mA) à $V_{GK} = 7V$	19,7	17	5,4	X	X

Tableau III.4 : Comparaison entre l'effet d'ionisation des irradiations neutrons et gamma sur les IGBTs.

Les résultats obtenus sont en bon accord avec ceux obtenus suite à des irradiations gamma. Cependant il n'est pas possible de réaliser la séparation des effets dus aux charges piégées dans l'oxyde et à l'interface. L'irradiation neutrons modifie la gain du transistor bipolaire PNP, cette variation est déterminable à partir de mesures de commutation, mais modifie également de façon notable le comportement des jonctions comme l'a montré l'étude des jonctions (cf. paragraphe 3.1).

On constate que le recuit réalisé permet un retour de la caractéristique de transfert des composants irradiés vers l'état d'avant irradiation (Tableau III.5).

fluence neutrons/cm ²	Non irradié	5x10 ¹³	1x10 ¹⁴
I_{AK} (mA) à $V_{GK} = 7V$	19	16,3	18,5
V_{TH} (V)	4,7	4,6	4,63

Tableau III.5 : Les valeurs du courant I_{AK} à fort V_{GK} et de la tension de seuil des IGBTs irradiés après recuit.

La valeur du courant I_{AK} à fort V_{GK} est retournée à la valeur d'avant irradiation, seul le courant pour la forte fluence n'a pas été totalement récupéré. Le temps de recuit n'a peut être pas été suffisant. La tension de seuil est presque totalement récupérée.

La figure III.6 montre les caractéristiques de transfert mesurées en saturation ($V_{AK}=5V$) avant et après irradiation, avec et sans recuit à 300 °C pendant 15 minutes. Ces caractéristiques tracées en échelle semi-logarithmique permettent de mettre en évidence les courants de fuite induits par l'IN.

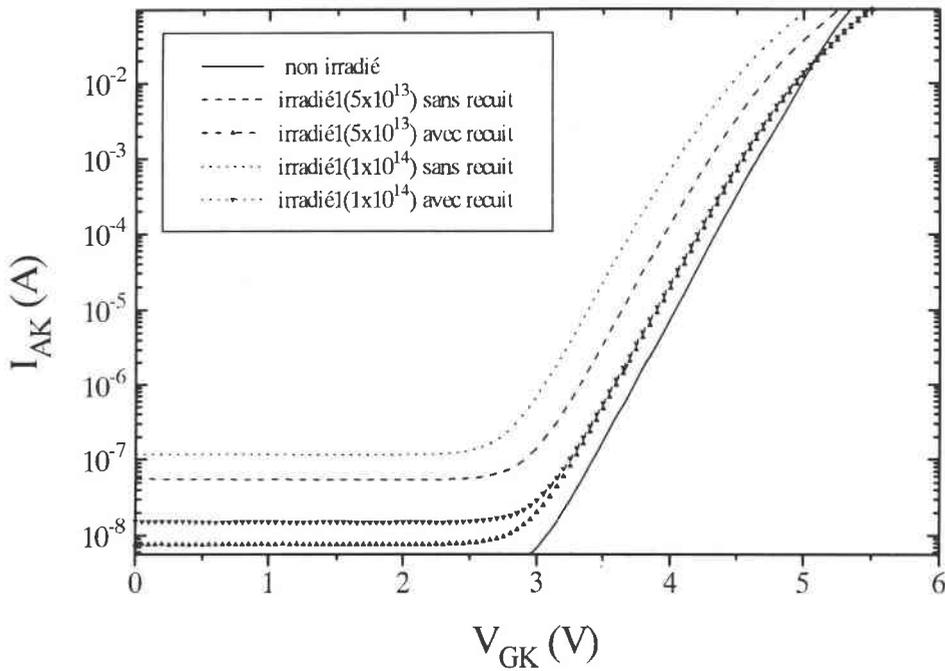


Figure III.6 : Caractéristiques de transfert des IGBTs mesurées en saturation après irradiation, avec et sans recuit comparées à celle d'avant irradiation.

Le recuit réalisé sur les composants irradiés permet de minimiser les courants de fuite sans les annuler. L'IGBT le plus irradié présente le courant de fuite le plus élevé ($0,1 \mu A$), celui-ci a diminué d'un facteur 10 après recuit.

3.2.2 Caractéristique de sortie I_{AK} - V_{AK}

Afin de déterminer les effets induits dans le volume de l'IGBT par l'IN, nous avons fait l'étude de la jonction P^+N^- qui est la jonction base-émetteur du transistor bipolaire. La caractéristique I-V de cette jonction est mesurée en rendant le canal du transistor MOSFET complètement ouvert ($V_{GK}=7V$). Pour ces mesures le schéma équivalent entre l'anode et la cathode est une jonction, polarisée en direct, en série avec deux résistances représentant la chute de tension dans la couche épitaxiée N^- et la résistance du canal à la tension de grille utilisée. Les caractéristiques de sortie mesurées avant et après IN avec recuit, sont présentées sur la figure III.7.

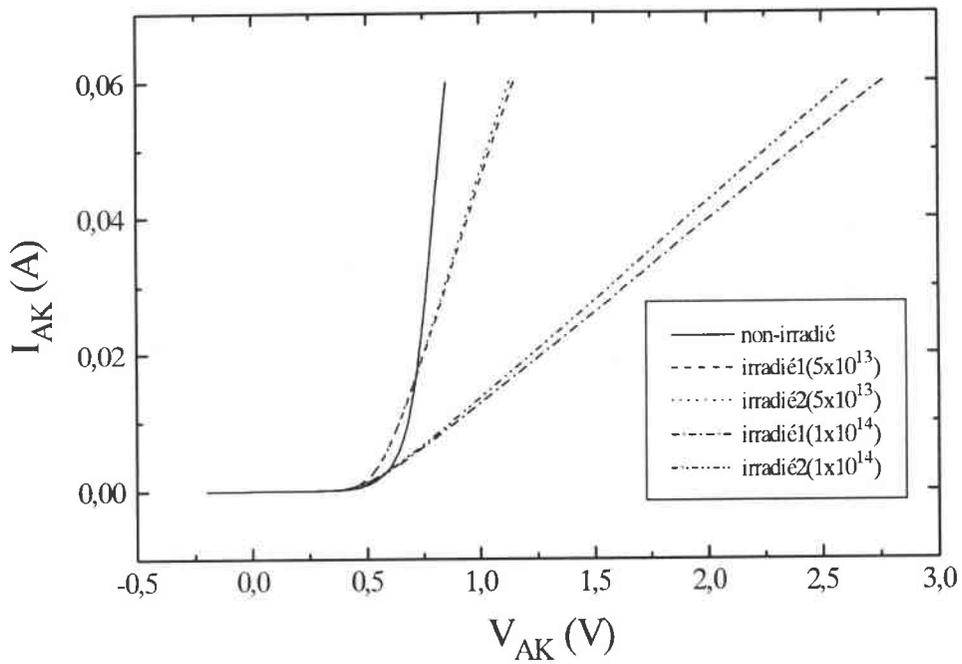


Figure III.7 : Caractéristiques I_{AK} - V_{AK} des IGBTs avant et après IN de 5×10^{13} et 1×10^{14} neutrons/cm² avec recuit.

Ces caractéristiques montrent que le composant a subi des dégradations dans le volume après l'IN. Afin de suivre l'évolution de ces dégradations, nous avons fait une analyse numérique de ces caractéristiques, toujours selon le modèle VDEM du logiciel PARADI. Les résultats obtenus après analyse sont regroupés dans le tableau III.6.

Paramètres	Q_{RMS}	I_{01} (A)	I_{02} (A)	A_2	R_S (Ω)
Non irradié	0,004	$2,7 \cdot 10^{-14}$	$2,4 \cdot 10^{-6}$	3,2	2,0
Irradié 1 (5×10^{13})	0,009	$5,1 \cdot 10^{-12}$	$7,1 \cdot 10^{-5}$	2,5	9,0
Irradié 2 (5×10^{13})	0,007	$3,7 \cdot 10^{-12}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	2,8	8,6
Irradié 1 (1×10^{14})	0,004	$2,5 \cdot 10^{-11}$	$2,0 \cdot 10^{-10}$	2,2	37
Irradié 2 (1×10^{14})	0,004	$1,4 \cdot 10^{-11}$	$1,2 \cdot 10^{-10}$	2,3	34

Tableau III.6 : Paramètres de la jonction P⁺N⁻ de l'IGBT avant et après IN avec recuit, extraits par analyse numérique.

Les variations de la caractéristique de la jonction base-émetteur du PNP sont beaucoup plus importantes que celles observées sur les jonctions étudiées dans le paragraphe 3.1. Cependant

la jonction se trouve en série avec le MOSFET qui a ces caractéristiques modifiées. Les neutrons introduisent des défauts dans tout le volume du semiconducteur, l'ensemble des paramètres de la jonction se trouvent modifiés. L'évolution de ces paramètres est opposée à celle obtenue sur les jonctions (tendance rapportée sur le tableau III.7)

	IGBT	Jonction
I_{01}	↑	→
I_{02}	↓	↑
A_2	↓	↑
R_S	↑	↑
R_{Sh}	↓	↓

Tableau III.7 : Comparaison de l'évolution des paramètres de la jonction et de la jonction base-émetteur de l'IGBT.

Cependant les variations de ces paramètres montrent clairement que le processus de diffusion, qui est associé à la conduction en dehors de la zone de charge, devient dominant et de ce fait celui associé à la recombinaison joue un effet moindre. Ce qui explique les variations différentes par rapport à la jonction. La résistance série confirme cette tendance.

Remarque 1

En effet une augmentation de la tension de déchet de l'IGBT (Figure III.7) est observable. Cette augmentation est provoquée par les défauts de déplacement atomique induits par les neutrons percutant les atomes de silicium ou de dopant qui modifient le dopage effectif du semiconducteur. L'augmentation de la résistance R_S avec la fluence peut être attribuée à l'augmentation des résistivités des différentes couches de la structure (principalement dans la couche épitaxiée N') [MES86].

Même si après recuit les caractéristiques de transfert sont proches de celles obtenues avant irradiation. Les caractéristiques de la jonction restent détériorées. Ceci se présente sur la tension de seuil.

3.2.3 Mesures en commutation de l'IGBT

Les pertes en commutation dans l'IGBT sont principalement dues au temps d'ouverture t_r (Fall time) relativement lent à cause de la traînée du courant. Cette traînée est due à la recombinaison des porteurs minoritaires dans la base du transistor bipolaire. L'IN introduit des défauts de déplacement dans le volume de l'IGBT qui réduisent la durée de vie des porteurs minoritaires. La réduction de la durée de vie provoque une diminution du temps d'ouverture de l'IGBT. Ce paragraphe portera sur les variations du temps d'ouverture, du gain du transistor bipolaire et de la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base en fonction de la fluence. Le circuit utilisé pour la mesure des temps de commutation est présenté sur la figure III.8.

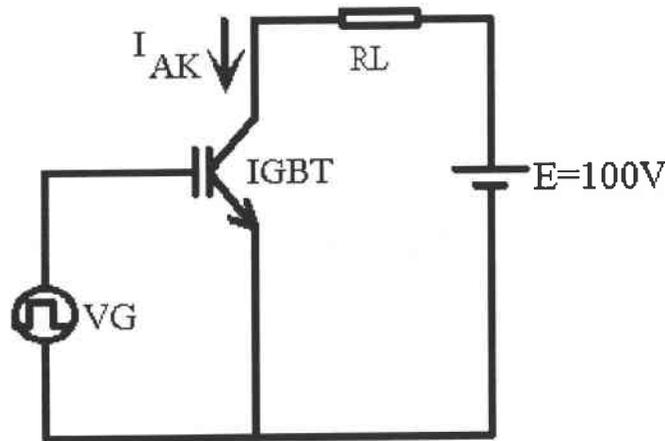


Figure III.8 : circuit de mesure en commutation de l'IGBT.

VG est un signal en impulsions de +12V d'amplitude et d'une durée de $5\mu s$. Ce signal a une fréquence de l'ordre de 100Hz pour éviter l'échauffement du composant pendant la mesure. Une tension de 100V est appliquée entre anode et cathode. Les formes d'onde du courant I_{AK} en ouverture et en fermeture sont représentées respectivement sur les figures III.9 et III.10 pour un IGBT non irradié.

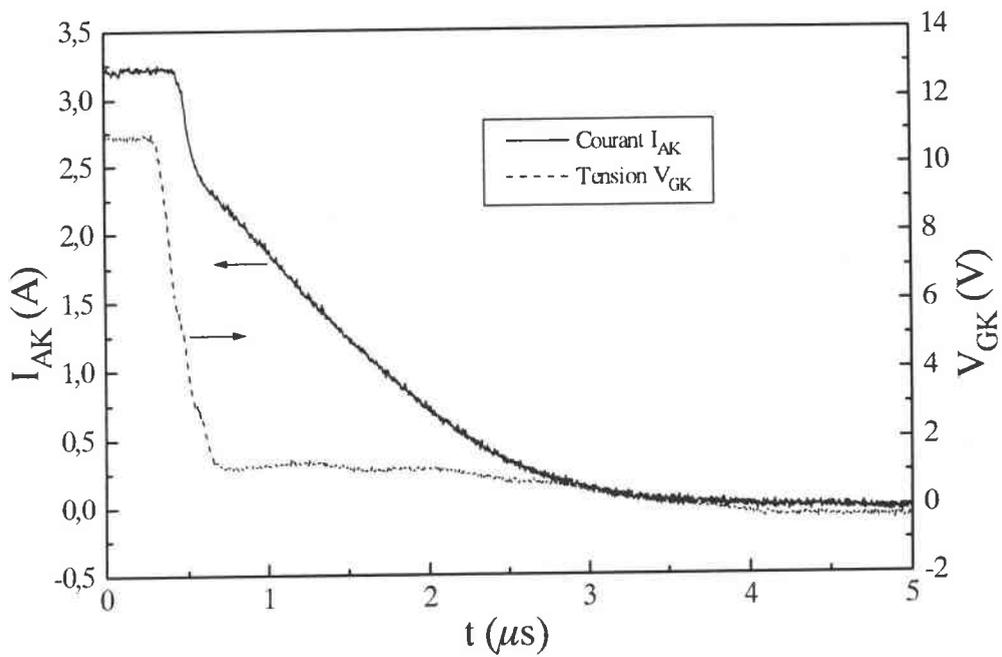


Figure III.9 : Forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} de l'IGBT non irradié.

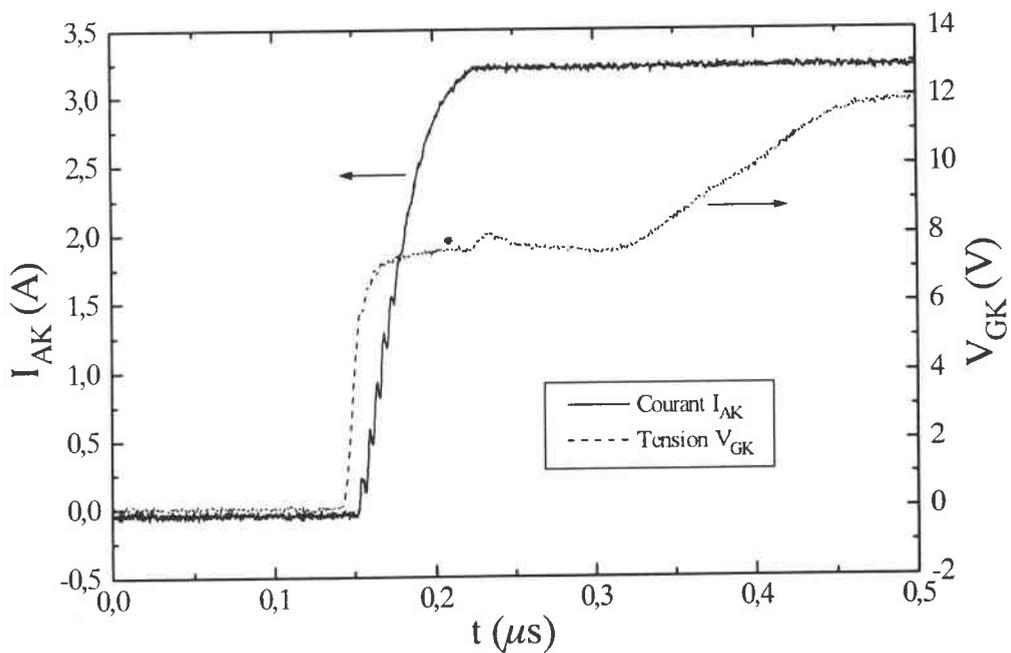


Figure III.10 : Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} de l'IGBT non irradié.

Le courant total dans l'IGBT étant la somme du courant collecteur et du courant MOSFET, la commutation en ouverture s'effectue en deux temps. Le premier correspond à la décroissance rapide du courant du MOSFET (I_{Mos}) et le second en traînée (I_C) est associé à la

recombinaison des porteurs minoritaires dans la base du transistor bipolaire (cf. paragraphe 1.5). A partir de la forme d'onde en ouverture du courant, on peut déterminer :

- 1) le temps d'ouverture (t_r) qui est mesuré entre 90% et 10% du courant I_{AK} maximal.
- 2) la durée de vie des porteurs minoritaires (τ) par ajustement de la traînée en utilisant une fonction exponentielle de la forme $\exp(-t/\tau)$.
- 3) le gain en courant du transistor PNP (β) qui correspond à $\beta = I_C / I_{MOS}$.

Le temps en fermeture (t_f) est déterminé entre 10% et 90% du courant maximal à partir de la forme d'onde en fermeture de I_{AK} .

Les figures III.11-a et III.11-b présentent la forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} après IN et recuit de 300 °C pendant 15mn. Ces courbes montrent que les temps en ouverture ainsi que la durée de vie des porteurs minoritaires diminuent fortement avec les fluences de l'IN étudiées.

Il est à noter que contrairement au transistor bipolaire ou au MOSFET, le temps d'ouverture de l'IGBT dépend du courant commuté.

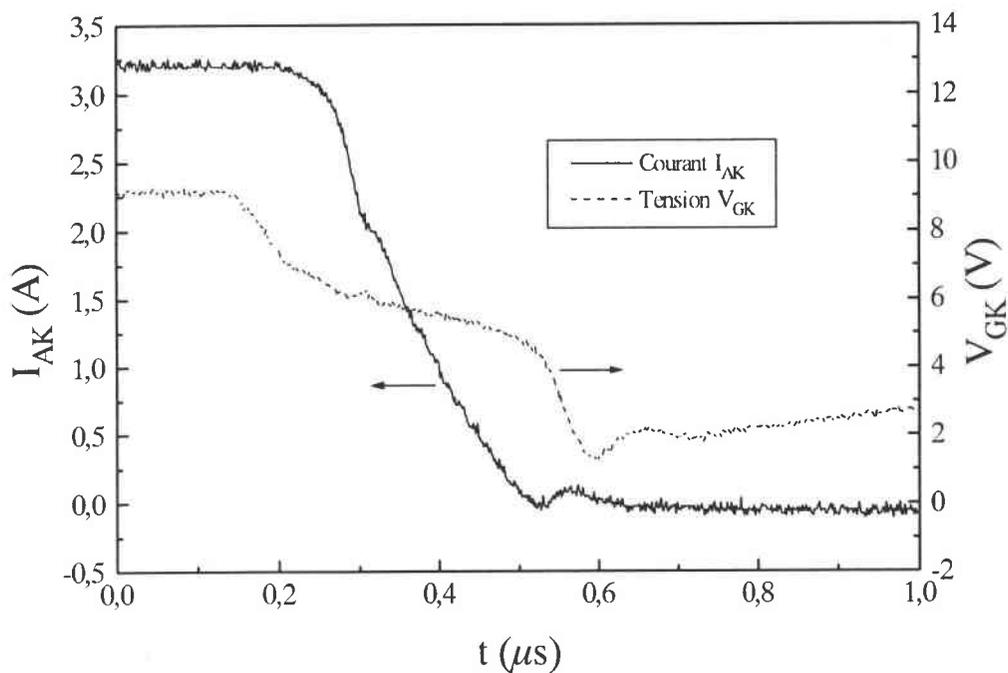


Figure III.11-a : Forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} de l'IGBT irradié à la fluence 5×10^{13} neutrons/cm² et recuit.

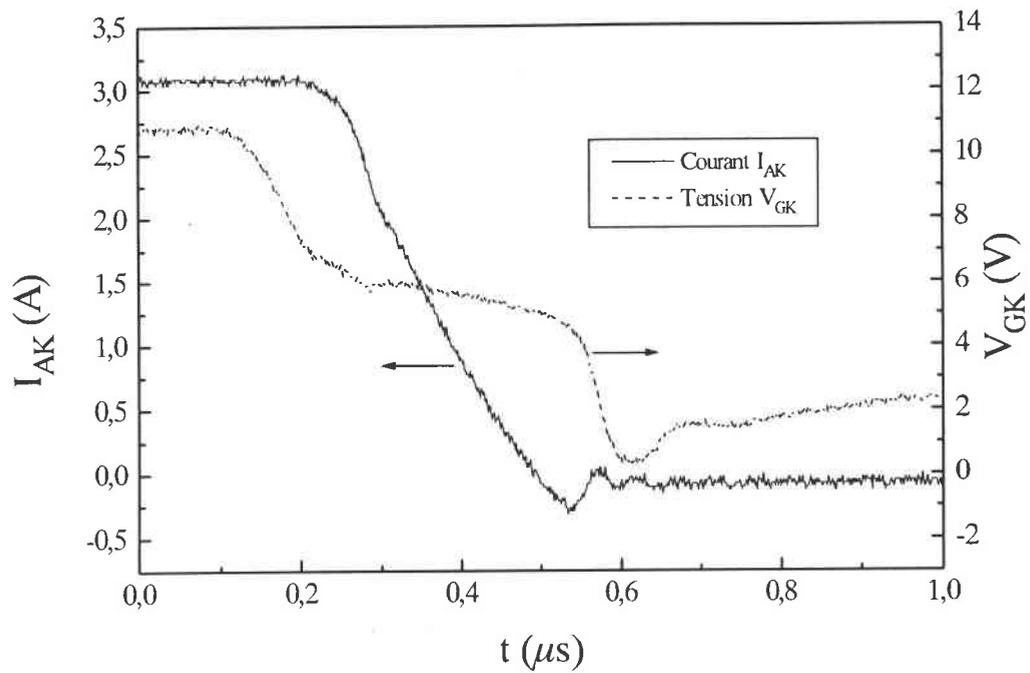


Figure III.11-b : Forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} de l'IGBT irradié à la fluence 1×10^{14} neutrons/cm² et recuit.

Les temps d'ouverture et de fermeture, la durée de vie des porteurs minoritaires et le gain en courant du PNP avant et après IN sont regroupés dans le tableau III.8.

	t_r (μs)	τ (μs)	β	t_r (ns)
Non irradié	2	0,82	4	45
Irradié 5×10^{13} n/cm ²	0,2	0,8	2	45
Irradié 1×10^{14} n/cm ²	0,2	0,7	1,8	45,5

Tableau III.8 : Evolution des temps de commutation, de la durée de vie et du gain après IN et recuit à 300 °C pendant 15mn.

L'IN a donc diminué la durée de vie des porteurs minoritaires. Elle améliore le temps d'ouverture du MCT (t_r) qui a diminué d'environ un facteur 10. Cette dégradation affecte le transistor bipolaire en augmentant le nombre de porteurs qui se recombinent dans la base. Ceci diminue le facteur de transport dans la base et donc le gain en courant β . Ces variations confirment l'étude effectuée en analysant les paramètres de la jonction base-émetteur.

La variation de la durée de vie avec la fluence neutronique est donnée par [MES86] :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_0} + \frac{\Phi}{K} \quad (\text{éq. III.1})$$

τ_0 et τ sont respectivement la durée de vie avant et après irradiation.

Φ est la fluence des neutrons.

K est un coefficient de dommage dans le silicium que l'on peut calculer en utilisant les valeurs mesurées des durées de vie : $K \approx 10^6 \text{ s.cm}^{-2}$ pour les deux fluences de neutrons.

Cette relation est la même que celles établies pour les irradiations par électrons ou par protons.

Le temps d'ouverture t_f a fortement diminué (d'un facteur 10). La vitesse de recombinaison des porteurs dans la base augmente avec l'irradiation neutronique. Le temps de fermeture t_r , quant à lui, est resté invariant.

3.3 Effets induits par IN sur les composants MCTs

Les études prospectives des effets induits par IN sur les jonctions et les IGBTs ont mis en évidence le comportement dégradé de la jonction après irradiation. Elles ont montré que l'IN introduit des défauts de déplacement auxquels sont associés des centres recombinants. La durée de vie des porteurs minoritaires est alors réduite. L'IN entraîne aussi une augmentation du courant de fuite et de la tension de déchet.

Dans ce paragraphe, nous allons étudier les évolutions des caractéristiques et des paramètres électriques des MCTs après IN. Nous présentons les résultats obtenus, sur les MCTs irradiés, avant et après recuit à 300 °C pendant 30 minutes. Les mêmes fluences, que précédemment, sont réalisées et étudiées sur les MCTs. Chaque fluence a été appliquée à un groupe de deux composants. Les composants choisis ont presque les mêmes caractéristiques. Pour chaque groupe, un MCT témoin est conservé non irradié pour comparaison ou pour d'éventuelles mesures complémentaires.

3.3.1 Evolution de la caractéristique de transfert $I_{AK}=f(V_{GA})$

L'ensemble des caractéristiques mesurées, avant et après irradiation, sans recuit est présenté sur la figure III.12. La tension V_{AK} appliquée pendant ces mesures est de 0,4V.

Les MCTs numérotés M36 et M45 ayant subit une fluence de 5×10^{13} neutrons/cm². Les composants appelés M27 et M44 ont été irradiés à la fluence de 1×10^{14} neutrons/cm².

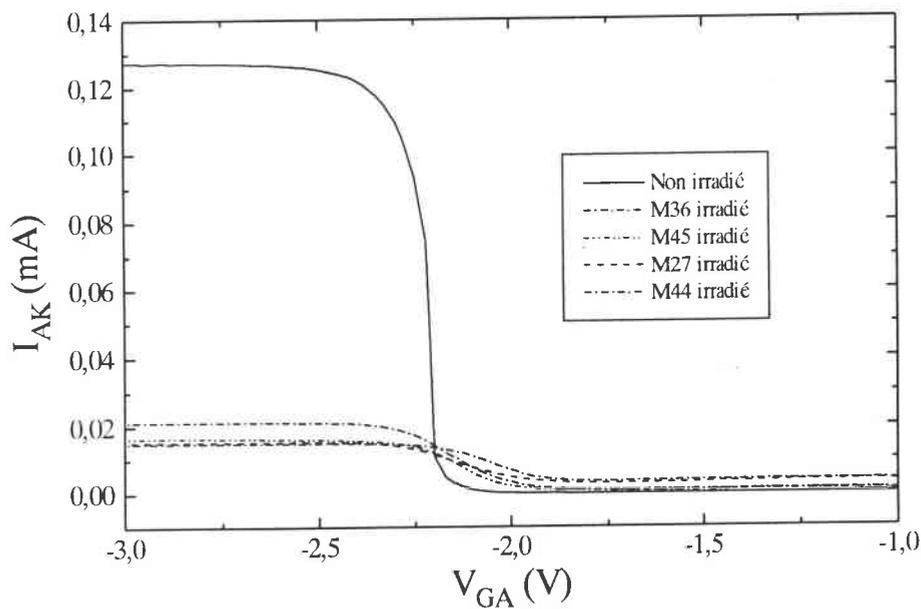


Figure III.12 : Evolution de la caractéristique de transfert des MCTs après IN, sans recuit.

On remarque des évolutions semblables que celles observées pour les IGBTs. En effet, une diminution des courants de saturation et de la transconductance sont observées. Le courant de fuite, sous le seuil, augmente avec la fluence de l'IN. Cette irradiation s'accompagne d'un dépôt de dose engendrant une augmentation des charges dans l'oxyde et des états d'interface. La variation de la tension de seuil de seuil du P-MOSFET du MCT est associée à la partie ionisante de l'irradiation par neutrons [AZA98]. La figure III.13 présente cette variation en fonction de la dose équivalente déposée par l'IN ainsi que celle obtenue sur les composants MCT ayant été irradiés par des irradiations gamma (cf. chapitre 2).

Pour isoler les défauts de déplacement nous avons, dans un premier temps, réalisé un recuit à 300 °C pendant 15 minutes comme pour l'IGBT. Mais nous n'avons constaté aucune variation des caractéristiques. Nous avons alors décidé de faire un recuit à 300 °C pendant 30 minutes.

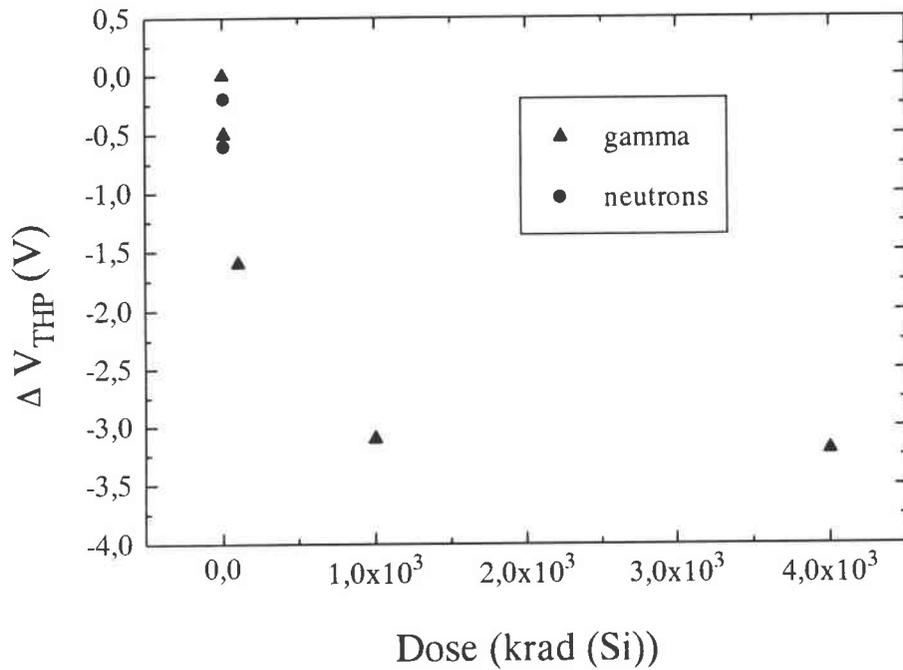


Figure III.13 : Variation de la tension de seuil du P-MOSFET du MCT en fonction de la dose déposée par les irradiations gamma et neutrons (avant recuit).

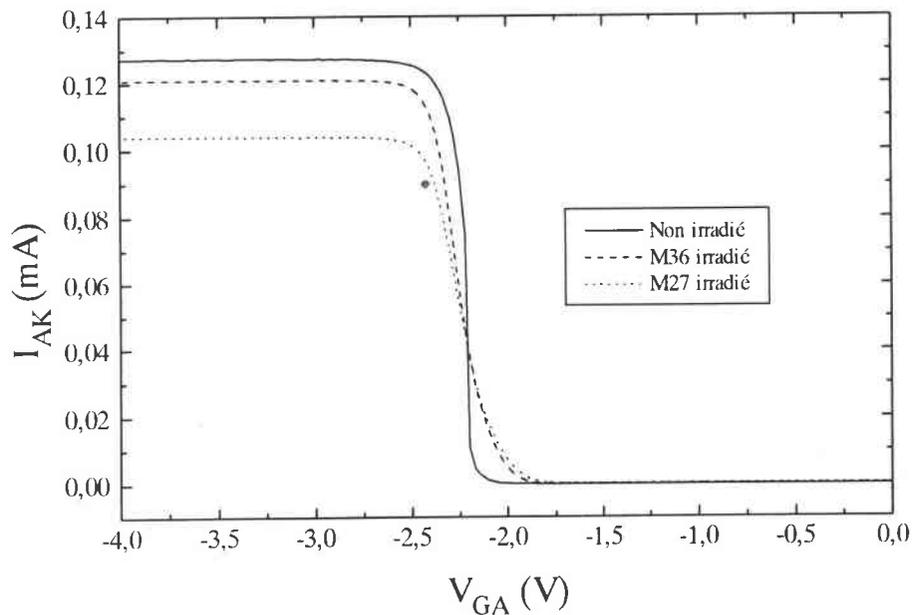


Figure III.14 : Caractéristiques de transfert des MCTs après IN et recuit à 300 °C de 30mn.

Les résultats des mesures après IN et recuit sur les composants appelés M36 et M27 sont regroupés sur la figure III.14. Le recuit réalisé a permis un retour des caractéristiques de transfert des MCTs vers un état proche de celui avant irradiation, en éliminant les effets

ionisants de l'IN. Les courants de fuite sous le seuil, mesurés avant recuit sur les composants MCT irradiés (Figure III.12), sont devenus très négligeables après recuit (Figure III.14). Néanmoins, les diminutions, avec la fluence, des courants maximums et de la transconductance sont toujours présentes. Elles peuvent être dues à une diminution, soit des gains des transistors bipolaires, soit de la mobilité des porteurs dans le canal du P-MOSFET. La figure III.15 présente la variation, avant et après IN (avec recuit), de la transconductance g_m (éq. I.22) en fonction de la tension de grille.

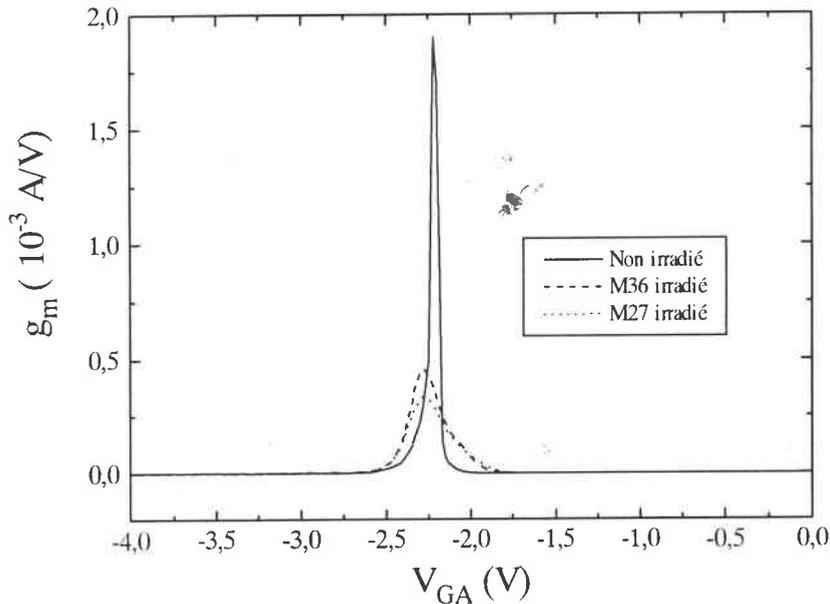


Figure III.15 : Evolution de la transconductance en fonction de la tension de grille.

La diminution de la transconductance montre l'effet important introduit par l'irradiation neutrons. Cependant il est encore une fois impossible de comparer les effets dus à la dégradation de la mobilité et ceux dus à la perte des gains des transistors.

3.3.2 Etude de la caractéristique de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$

3.3.2.1 Analyse numérique de la caractéristique $I_{AK}=f(V_{AK})$

Comme dans la partie consacrée à l'étude des effets induits par irradiation neutrons dans le volume de l'IGBT, nous allons étudier les évolutions de la caractéristique de sortie à travers l'analyse de la jonction profonde J_3 du MCT (cf. Paragraphe 2.4). Les caractéristiques des

composants irradiés avant le recuit (300°C pendant 30 mn) sont présentées sur la figure III.16. Ces courbes montrent que la tension de déchet augmente fortement avec la fluence des neutrons. Elle vaut 90V pour un courant de 100mA dans le cas de la fluence 1×10^{14} neutrons/cm².

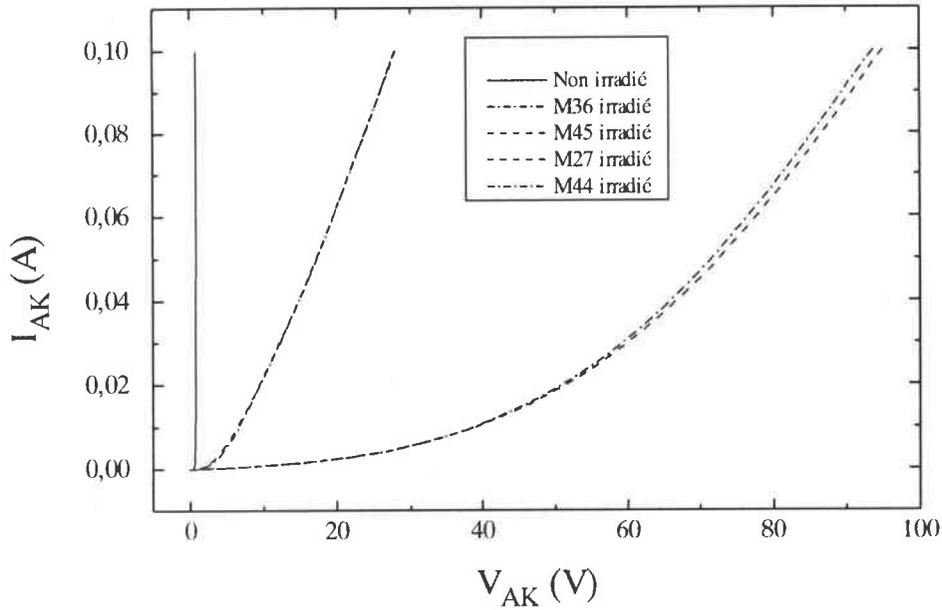


Figure III.16 : Caractéristiques à travers J_3 des composants MCT irradiés avant recuit.

La figure III.17 présente les mêmes caractéristiques des composants M36 et M27 après recuit.

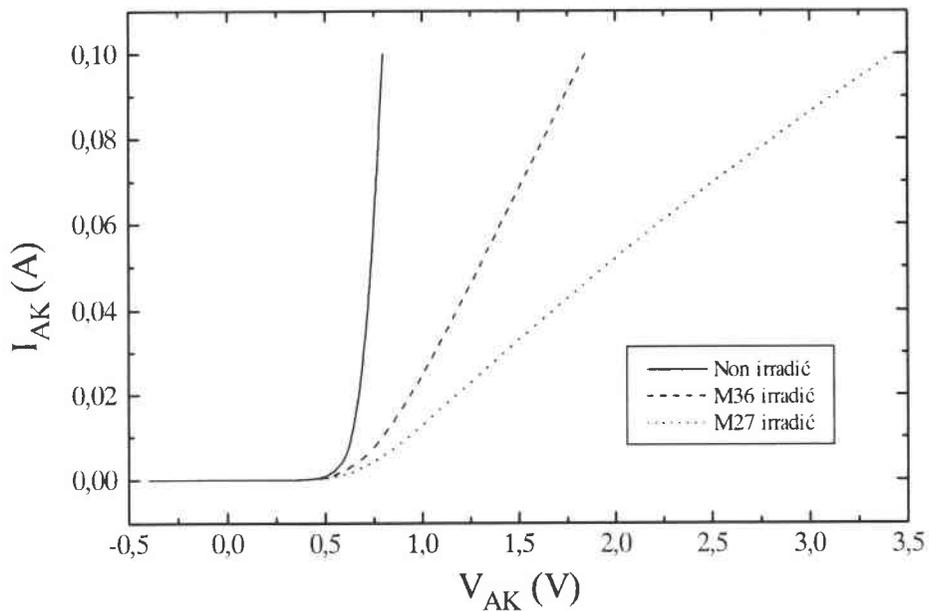


Figure III.17 : Evolution de la caractéristique $I_{AK}-V_{AK}$ des MCTs après IN et recuit.

Pour mettre en évidence les dégradations, dans le volume du MCT, causées par les irradiations neutroniques, nous allons analyser les caractéristiques mesurées de la jonction par le logiciel PARADI. En tenant compte du modèle VDEM comme auparavant, les valeurs des paramètres extraits par analyse sont regroupées dans le tableau III.9.

	Q_{RMS}	I_{01} (A)	I_{02} (A)	A_2	R_S (Ω)
Non irradié	0,001	$2,3 \cdot 10^{-21}$	$4,0 \cdot 10^{-8}$	1,9	0,5
M36 irradié	0,001	$8,3 \cdot 10^{-16}$	$3,2 \cdot 10^{-7}$	2,6	10
M27 irradié	0,02	$3,6 \cdot 10^{-12}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	2,8	27

Tableau III.9 : Evolution des paramètres de la jonction J_3 après IN et recuit.

L'augmentation des paramètres associés à la diffusion montre que le processus de conduction en dehors de la zone de charge d'espace est totalement modifié. L'augmentation de la résistance série confirme ce résultat. Cependant les paramètres de recombinaison associée aux processus survenant dans la zone de charge d'espace sont, contrairement à ceux de l'IGBT, pour l'irradiation neutrons. Mais la structure du MCT est différente de celle de l'IGBT et les zones de diffusion ne sont pas les mêmes. C'est pourquoi dans le cas du MCT des informations sur l'augmentation du taux de recombinaison sont récupérables.

3.3.2.2 Verrouillage du MCT

Le verrouillage avant irradiation pour différentes tensions V_{GA} a été présenté dans le chapitre 1. Les MCTs irradiés ont été analysés de la même façon. La figure III.18 présente les caractéristiques de sortie pour $V_{GA}=-2,2V$.

Avant irradiation le verrouillage se produit pour une tension V_{AK} de l'ordre de 0,9. Après irradiation le verrouillage n'est pas atteint dans la gamme de mesure présentée. Cependant les tensions à partir desquelles il se produit sont respectivement de l'ordre de 46V et au delà de 100V pour les fluences 5×10^{13} et 1×10^{14} neutrons/cm².

Les caractéristiques après irradiation neutrons présentent un retour à l'équilibre impliquant des courants dans la structure beaucoup plus importants. Ce phénomène peut être associé à un déstockage des charges piégées dans la structure. Cette différence est croissante avec la fluence. Cet effet peut également être dû à une variation de la température dans le composant.

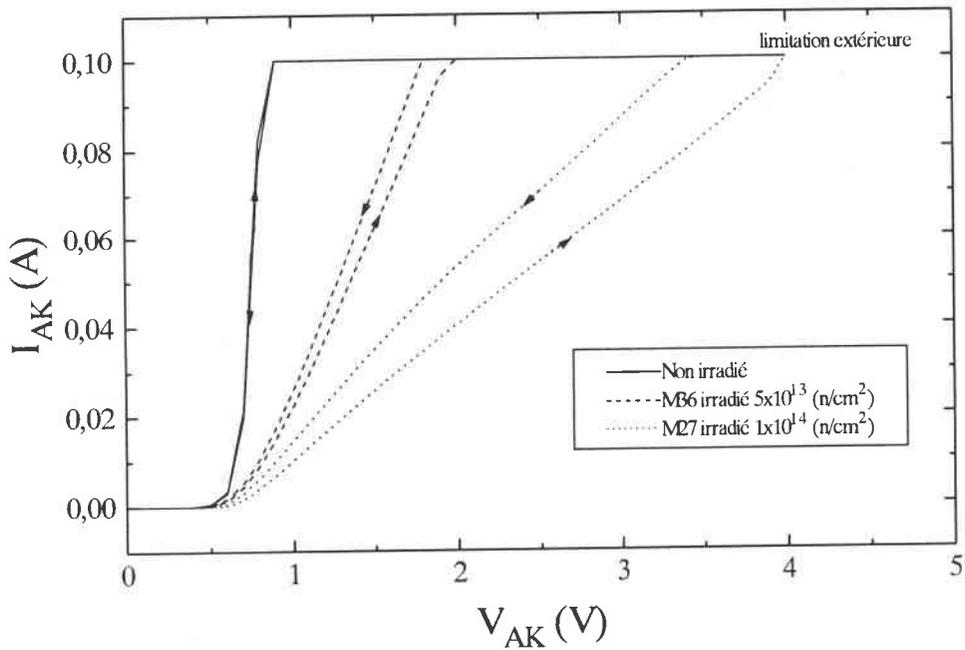
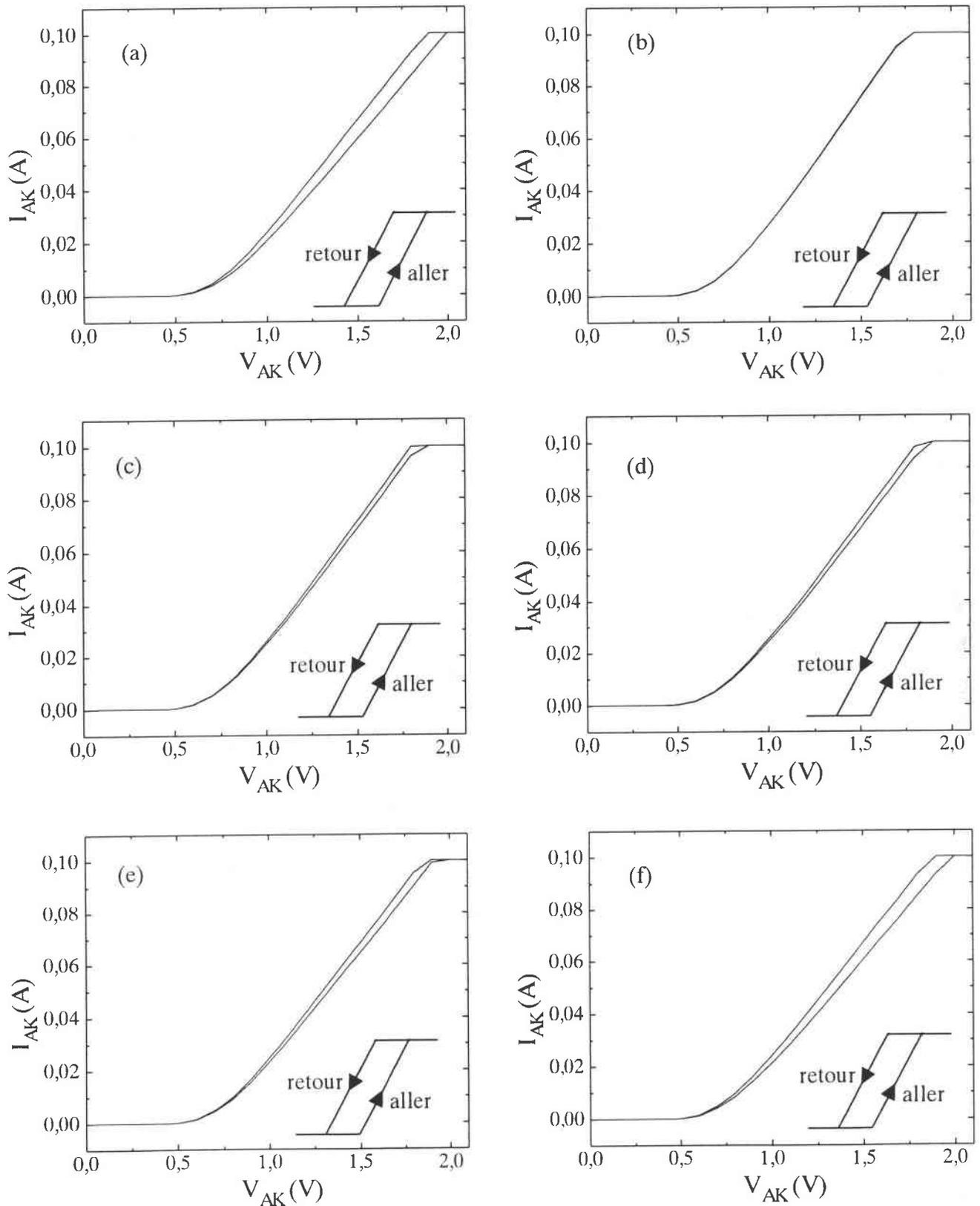


Figure III.18 : Caractéristiques de sortie du MCT pour $V_{GA} = -2,2V$.

Les figures III.19-a, b, c, d, e et f présentent l'évolution de la caractéristique de sortie du MCT irradié à 5×10^{13} neutrons/cm² avant verrouillage et après l'arrêt du verrouillage pour différents temps. La durée de verrouillage a été de 1 mn. Le retour vers les conditions de départ est présenté sur la figure III.20 pour une tension $V_{AK} = -1,5V$ et $V_{GA} = -2,2V$. Le courant "aller" est celui obtenu en balayant de 0V vers les tensions V_{AK} négatives, et inversement pour le courant "retour". Il est à noter que directement après l'arrêt du verrouillage ces deux valeurs tendent vers une même limite. Cependant lorsque la structure est étudiée après une durée de repos importante (au delà de 30000 s), la différence est de nouveau identique à celle avant le verrouillage.

Les caractéristiques de sortie pour différentes valeurs de V_{GA} pour les composants irradiés à 5×10^{13} et 1×10^{14} neutrons/cm² sont présentées respectivement sur les figures III.21-a, III.21-b, III.21-c et III.22-a, III.22-b, III.22-c.

Lorsque la tension V_{GA} appliquée est proche de la tension de seuil du P-MOSFET la conduction n'est réalisable que pour des tensions V_{AK} suffisantes. Lorsque V_{AK} n'est pas suffisante, seuls des courants de fuite sont mesurables (Figures III.21-c et III.22-c). la structure du MCT présente une jonction (J_3) en série avec le P-MOSFET. Pour des valeurs de V_{GA} suffisante le courant peut s'établir sans aucune contrainte.



**Figures III.19 : Caractéristiques de sortie $I_{AK}=f(V_{AK})$ des MCTs pour $V_{GA}=-2,2V$
 (a) avant verrouillage, (b) 60 s, (c) 250 s, (d) 440 s,
 (e) 830 s, (f) 23900 s après arrêt du verrouillage.**

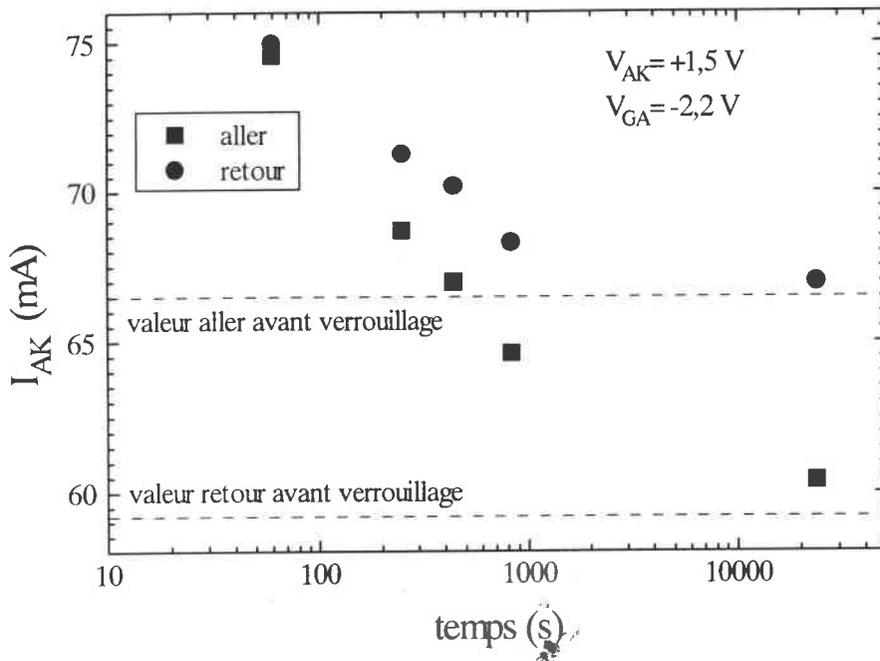
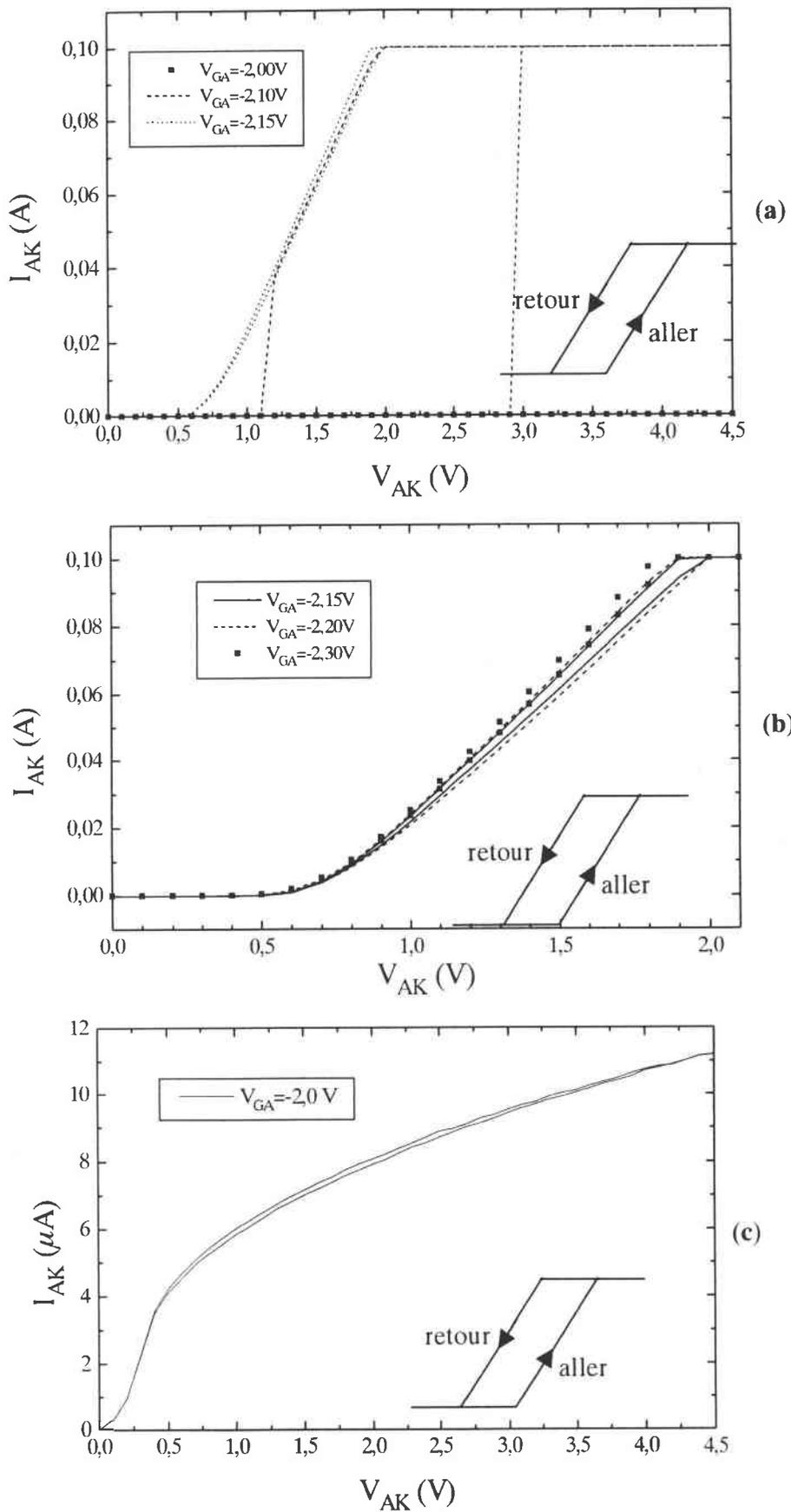


Figure III.20 : Variation du courant I_{AK} en fonction du temps.

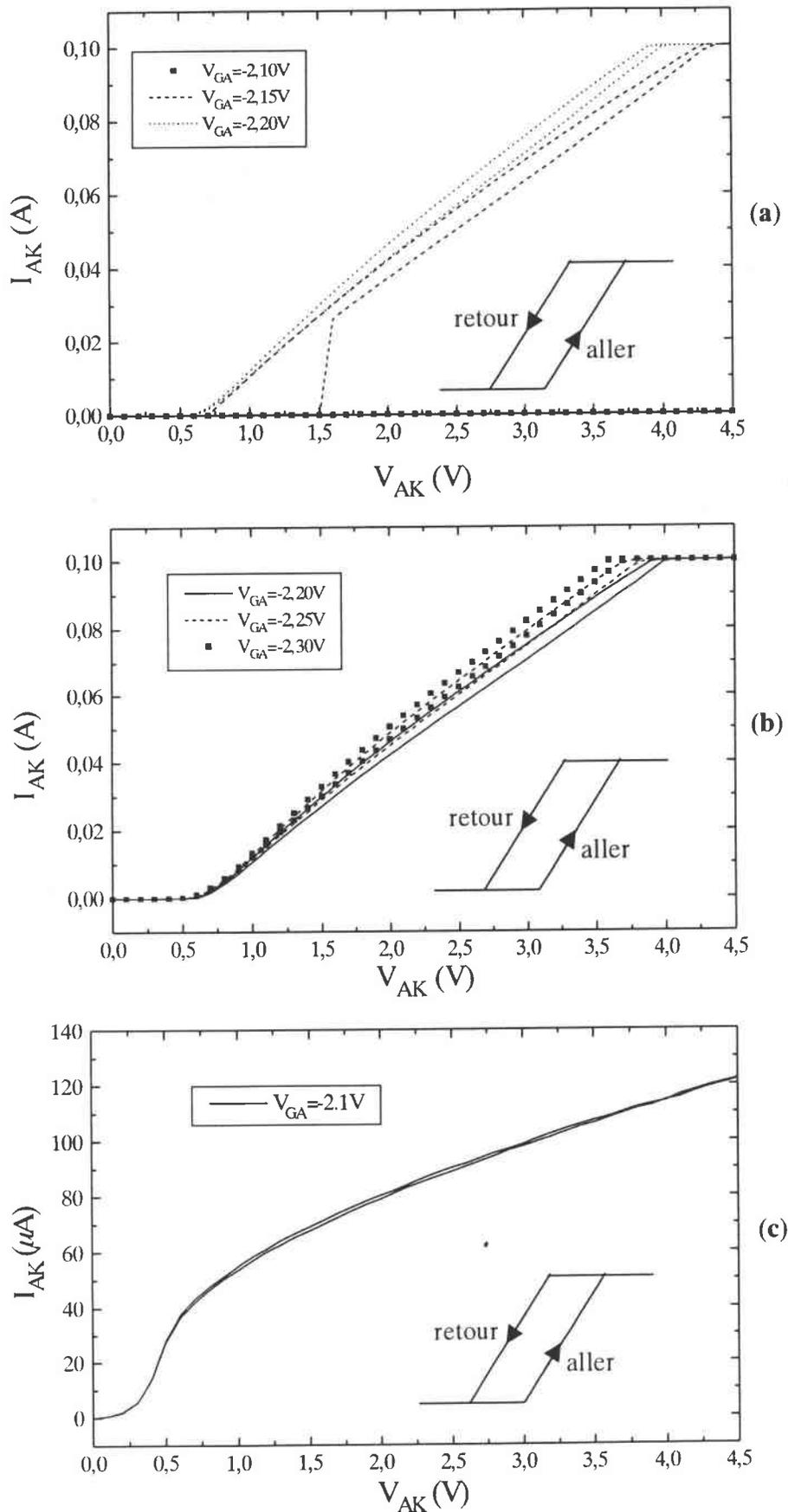
Remarque 2

L'étude de cette condition limite pour la conduction montre que la mise en conduction et l'arrêt du verrouillage ne se produisent pas pour les mêmes valeurs de V_{AK} . Cet effet d'hystérésis avait déjà été montré pour la conduction. Cependant le potentiel des régions N-well et P-épi sont flottants. Leur potentiel changent au cours de la conduction. Ce qui peut également expliquer les phénomènes d'hystérésis mesurés.

La mise en conduction du MCT se produit pour des valeurs plus importantes de V_{GA} lorsque la fluence augmente. Ce qui confirme les résultats déjà obtenus sur l'introduction de défauts dans tous le volume du semiconducteur et qui modifie les caractéristiques de la jonction J_3 et les potentiels des couches N-well et P-épi.



Figures III.21 : Caractéristiques de sortie à différentes valeurs de V_{GA} pour le M36 (5×10^{13} neutrons/cm²).



Figures III.22 : Caractéristiques de sortie à différentes valeurs de V_{GA} pour le M27 (1×10^{14} neutrons/cm²).

3.3.3 Caractéristiques dynamiques du MCT

Pour tracer les caractéristiques dynamiques du MCT et mesurer ses temps de commutation, en ouverture et en fermeture, nous avons utilisé le même circuit de test que précédemment (Figure III.8). La tension E appliquée est de $-90V$ entre cathode et anode ($V_{AK}=90V$). La tension de grille V_G étant positive ($+5V$) au départ, le composant MCT est alors bloqué. On applique à l'instant $t = 0$ sur la grille, une impulsion négative de $-5V$ pendant $20\mu s$, le MCT conduit. A l'instant $t = 20\mu s$, la tension V_G devient positive et le MCT se bloque de nouveau. Nous attendons $10ms$ entre deux impulsions négatives pour éviter tout auto-échauffement du composant.

3.3.3.1 Amorçage du MCT (fermeture)

Lors de la commande de fermeture (mise en conduction de la structure MCT), le P-MOSFET amorce le transistor bipolaire NPN (Figure III.23).

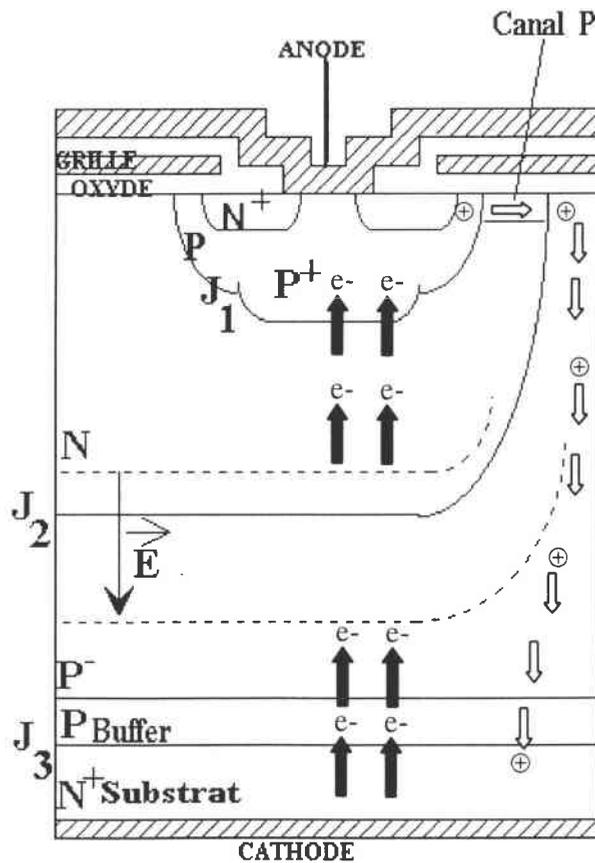


Figure III.23 : Amorçage du MCT.

Celui-ci étant relié à la base du transistor PNP, la structure PNP se verrouille et le MCT conduit. Le courant I_{AK} atteint de très grandes valeurs et ne sera limité que par la charge du circuit extérieur.

Le schéma équivalent associé à la structure thyristor est donné sur la figure III.24 dans lequel sont prises en compte les résistances associées aux couches P-épi, R_p , et N-well, R_n . Les différents courants circulant dans ce circuit équivalent sont également reportés [GRE73].

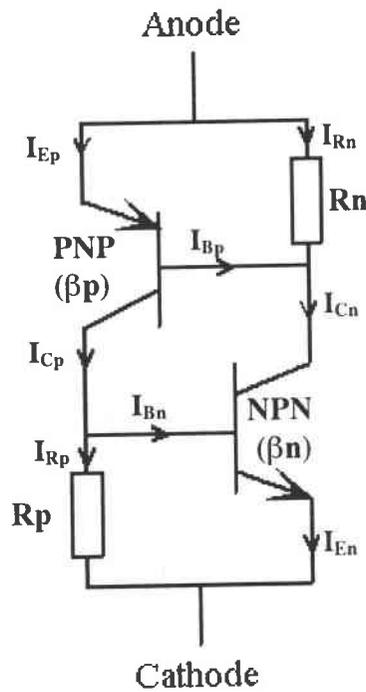


Figure III.24 : Schéma équivalent du thyristor en tenant compte des résistances des deux bases.

Ce schéma électrique permet d'établir la condition de maintien en exprimant le courant I_{AK} , lorsque les deux transistors bipolaires sont conducteurs et saturés.

$$I_{AK} = \frac{\beta_p(\beta_n + 1)I_{Rn} + \beta_n(\beta_p + 1)I_{Rp}}{\beta_n\beta_p - 1} \quad (\text{éq. III.2})$$

La condition de verrouillage est réalisée lorsque le produit des gains en courant des transistors NPN, β_n , et PNP, β_p vaut 1.

En considérant que les courants dans les résistances de base s'écrivent :

$$\begin{cases} I_{Rp} = I_{Cp} - I_{Bn} \\ I_{Rn} = I_{Cn} - I_{Bp} \end{cases} \quad (\text{eqs. III.3-a et III.3-b})$$

L'expression III.2 peut alors se réécrire :

$$I_{AK} = \beta p I_{Bp} + \beta n I_{Bn} \quad (\text{éq. III.4})$$

La condition de déclenchement du thyristor reste valable.

La figure III.25 montre la forme d'onde du courant I_{AK} en fermeture pour un MCT non irradié. Le temps de fermeture mesuré t_f est très faible, de l'ordre de 250ns. La valeur typique donnée par le constructeur est d'environ 160ns pour $V_{KA}=-400V$ (Annexe III). Ce temps diminue si la tension appliquée augmente. En fait, si V_{AK} augmente les gains en courant des deux transistors α_{NPN} et α_{PNP} augmentent (car leurs bases se rétrécissent) et on atteint plus vite la condition d'amorçage [HAJ96].

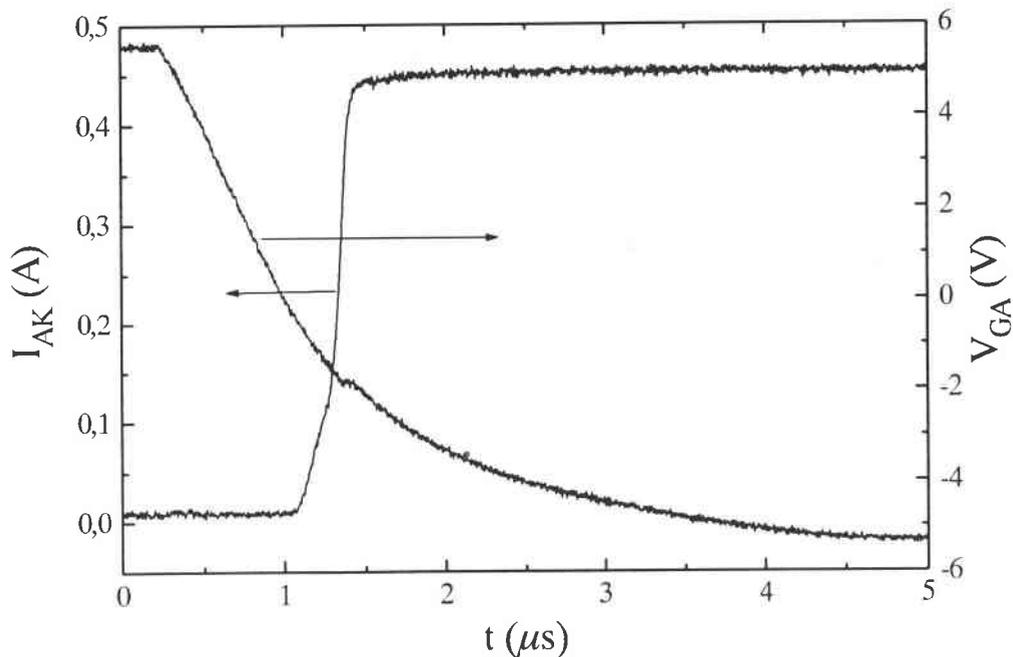


Figure III.25 : Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} du MCT non irradié.

3.3.3.2 Blocage du MCT (ouverture)

3.3.3.2.a Principe et mesure avant IN

Pour arrêter le verrouillage du thyristor, il suffit de bloquer un des deux transistors bipolaires. Le principe consiste à court-circuiter la jonction base-émetteur du transistor PNP par le N-

MOSFET. En effet, pour une tension de grille suffisamment positive ($V_{GA} > V_{THN}$), le N-MOSFET est conducteur. Une grande partie des électrons de la base N-well du transistor PNP va être déviée à travers le canal N (Figure III.26). La tension aux bornes de la jonction J_1 décroît. Dès qu'elle descend en dessous d'une certaine valeur pour laquelle J_1 n'est plus polarisée en direct, le MCT se bloque. La forme d'onde du courant I_{AK} en ouverture est composée de deux parties :

- une chute rapide due au transistor N-MOSFET,
- une traînée de courant due à la durée de vie des porteurs minoritaires.

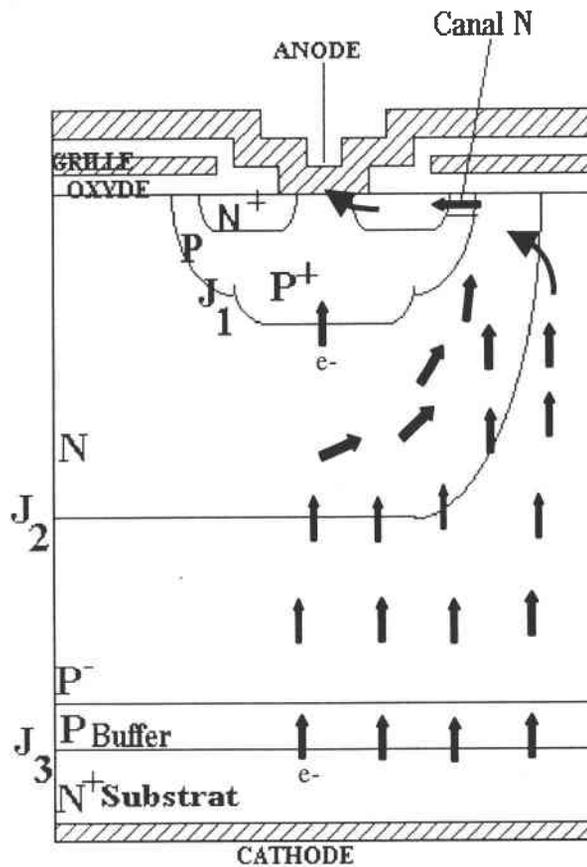


Figure III.26 : Blocage du MCT.

L'ouverture du circuit se fait en annulant le gain du transistor PNP, ceci est réalisé en introduisant une conduction qui court-circuite sa jonction base-émetteur (Figure III.26). Cette conduction est réalisée à partir du transistor N-MOSFET. Le schéma de la figure III.27 montre le circuit équivalent en tenant compte du N-MOSFET.

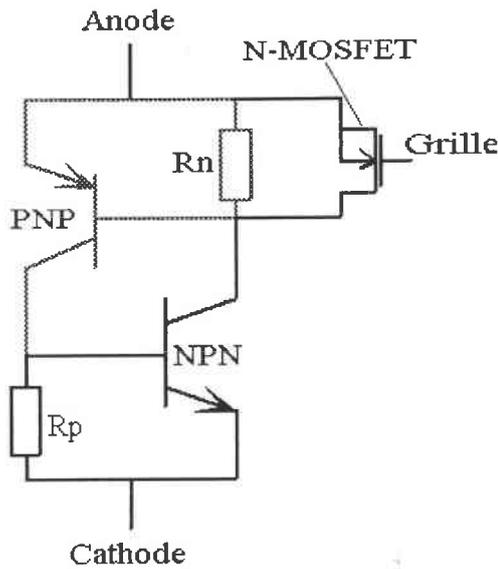


Figure III.27 : Circuit équivalent en blocage.

Le transistor N-MOSFET permet une ouverture rapide du composant MCT, cependant les porteurs minoritaires dans la base du transistor NPN vont apporter une limitation.

L'équation III.4 s'écrit alors, en supposant que l'effet du transistor PNP est négligeable :

$$I_{AK} = \beta_n I_{Bn} \quad (\text{éq. III.5})$$

Le point ainsi obtenu est représenté sur la figure III.28 qui montre la forme d'onde du courant I_{AK} en ouverture d'un MCT non irradié.

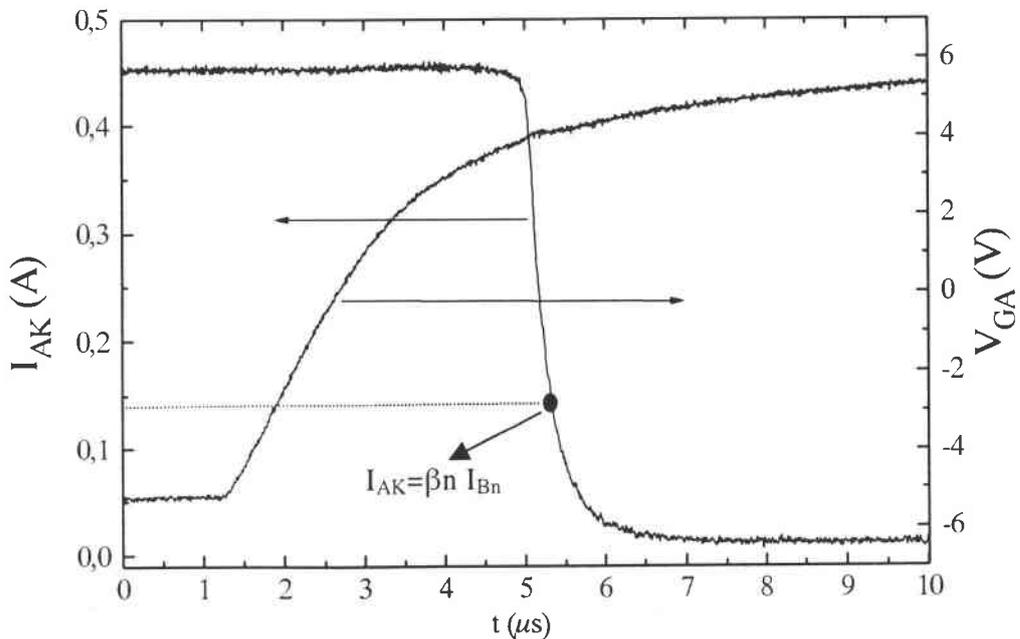


Figure III.28 : Forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} du MCT non irradié.

Le temps d'ouverture t_r , obtenu de la même façon que pour l'IGBT (Paragraphe 3.2.3), est de l'ordre de $0,72\mu s$.

Remarque 3

La base N-well étant plus dopée ($\approx 10^{16} \text{ cm}^{-3}$) que la base P-épi ($\approx 10^{14} \text{ cm}^{-3}$), la durée de vie des porteurs dans la région N-well est plus faible que la durée de vie des porteurs dans la base P-épi. Le transistor PNP va s'ouvrir beaucoup plus vite que le transistor NPN. Ce qui confirme le rôle important joué par les porteurs minoritaires du transistor NPN sur le temps d'ouverture du MCT.

Remarque 4

Les irradiations par des neutrons ont affecté la durée de vie des porteurs minoritaires dans la structure.

3.3.3.2.b Mesure après IN

Deux fluences d'irradiation, dont les énergies sont présentées sur les figures III.1-a et III.1-b, sont réalisées : 5×10^{13} et 1×10^{14} neutron/cm² équivalent 1MeV.

Pour évaluer les dégradations des temps de commutation avec ces irradiations neutroniques, nous représentons sur les figures III.29 et III.30 les formes d'onde en ouverture des MCTs irradiés après recuit (cf. Paragraphe 3.3) : M36 et M27.

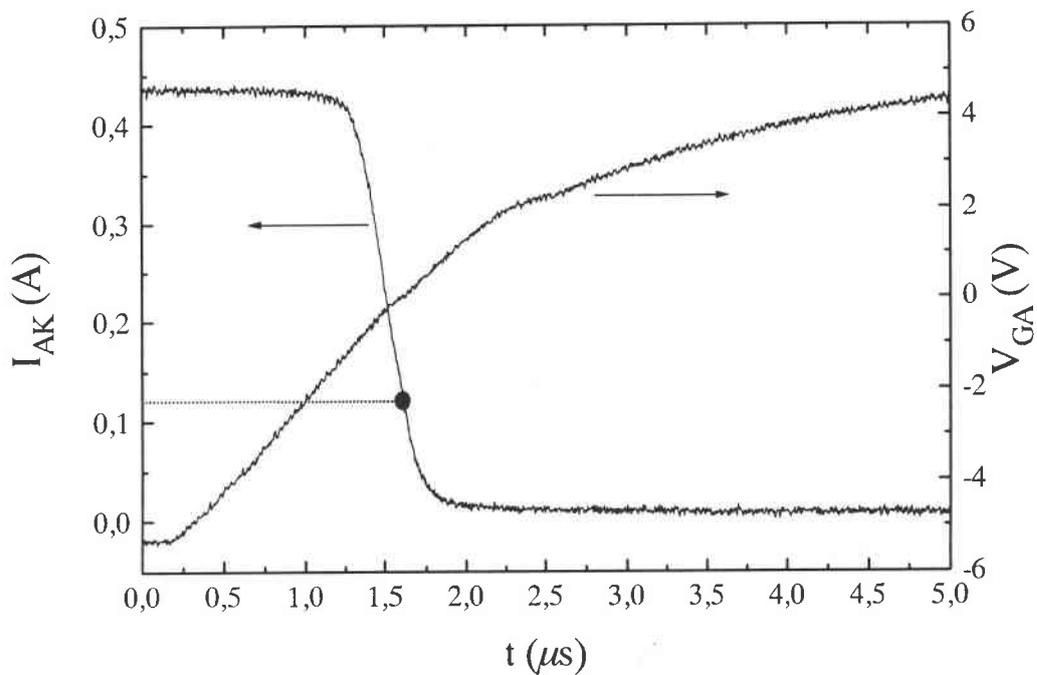


Figure III.29 : Forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} du MCT (M36) irradié après recuit.

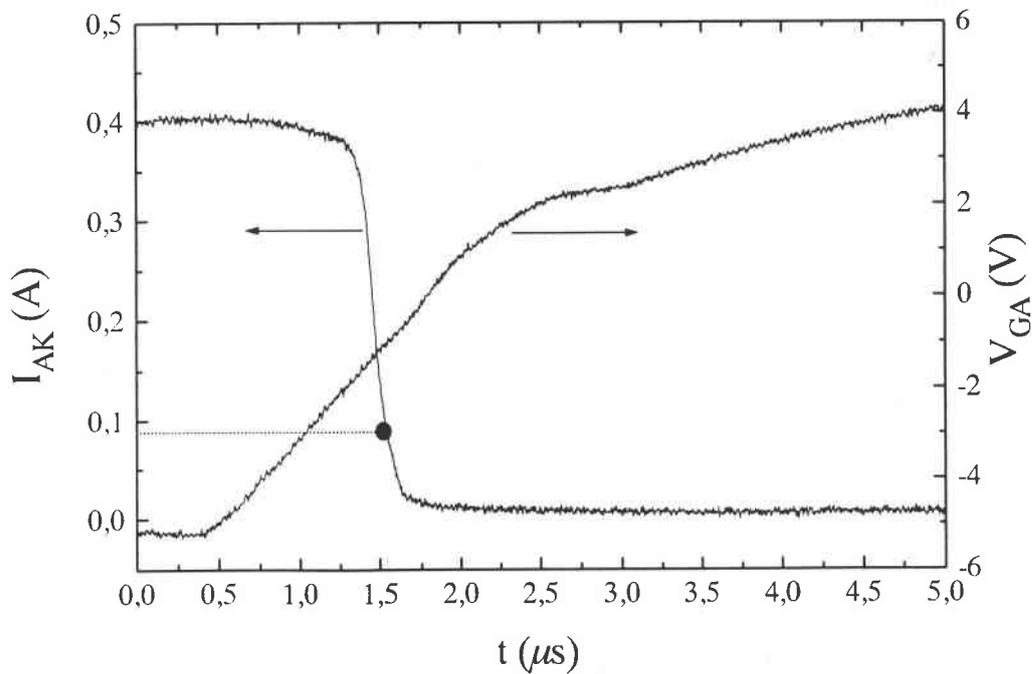


Figure III.30 : Forme d'onde en ouverture du courant I_{AK} du MCT (M27) irradié après recuit.

La forme d'onde est décomposable en deux parties, celle associée à la disparition de l'effet du transistor PNP et celle associée à la durée de vie des porteurs minoritaires dans le transistor NPN. Le point permettant cette séparation est reporté sur chacune de ces figures (III.29 et III.30). la séparation des ces deux parties est réalisée à partir de l'équation III.4, les résultats sont reportés dans le tableau III.10.

d'après l'éq. III.4	$I_{AK} = \beta_n I_{Bn} + \beta_p I_{Bp}$ (A)	$\beta_n I_{Bn}$ (A)	$\beta_p I_{Bp}$ (A)
Non irradié	0,45	0,14	0,31
M36 (5×10^{13} n/cm ²)	0,43	0,12	0,31
M27 (1×10^{14} n/cm ²)	0,4	0,09	0,31

Tableau III.10 : Séparation des deux parties de courant de l'équation III.4.

La composante associée au transistor NPN est affectée par l'irradiation, aucune variation notable n'est observée sur celle du transistor PNP. Ce résultat permet de calculer la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base du NPN.

Les mêmes méthodes que celles utilisées pour l'IGBT (cf. paragraphe 3.2.3), sont appliquées pour les mesures des temps d'ouverture t_r , de fermeture t_f et la durée de vie des porteurs minoritaires τ du MCT. Les mesures sont regroupées dans le tableau III.11.

	t_r (μ s)	τ (μ s)	t_f (μ s)
Non irradié	0,72	0,4	0,25
M36 (5×10^{13} n/cm ²)	0,4	0,2	0,46
M27 (1×10^{14} n/cm ²)	0,25	0,12	0,52

Tableau III.11 : Evolution des temps de commutation et de la durée de vie après IN et recuit à 300 °C pendant 30mn.

Le coefficient de dommage K, calculé à partir de l'équation III.1, pour les composants MCT est de l'ordre de 2×10^7 s.cm⁻². Il est supérieur à celui calculé pour l'IGBT après IN. La durée de vie τ du MCT est plus dégradée que celle de l'IGBT (cf. Tableau III.8). Ceci peut-être dû à la différence entre les paramètres géométriques et structurels des deux composants.

Comme attendu, la fluence de l'IN améliore le temps d'ouverture du MCT, en introduisant des défauts dans toute la structure du semiconducteur. Cependant ces défauts ont un rôle prédominant dans la zone la moins dopée du composant qui la base P-épi du transistor NPN.

Conclusion

Les effets induits par les irradiations par des neutrons issus de Prospero sur les MCTs ont été étudiés. Une étude préliminaire sur ces effets a été réalisée sur des jonctions de technologie $1,2 \mu\text{m}$ dans le but d'évaluer l'importance des dégradations engendrées par cette irradiation. Les caractéristiques électriques et leur analyse numérique ont montré un comportement dégradé des jonctions après IN. L'IGBT a une structure proche de celle du MCT, de plus ils se trouvent en compétition dans les applications de puissance. Une étude complémentaire sur l'évolution des caractéristiques statiques et dynamiques de l'IGBT après IN a été effectuée. La structure de l'IGBT était plus simple que celle du MCT. Un effet ionisant de l'IN étudiée a été observé et déterminé à partir des caractéristiques de transfert. Une comparaison entre cet effet ionisant et les effets induits par des irradiations ionisantes gamma dans les deux structures a été faite. Un bon accord a été observé sur la dérive des tensions de seuil de conduction dans les deux cas. Afin d'éliminer cet effet, des recuits à $300 \text{ }^\circ\text{C}$ a été réalisé sur l'IGBT (pendant 15 minutes) et sur le MCT (pendant 30 minutes). Après recuit, l'analyse des caractéristiques électriques, en statique et en dynamique, de l'IGBT et du MCT a montré les mêmes tendances d'évolution pour ces deux composants. Cependant les paramètres géométriques et structurels de ces deux composants sont différents, la comparaison reste empirique. L'IN améliore le temps de fermeture en introduisant des défauts dans le volume du semiconducteur, en contre partie elle provoque une dégradation de la tension de déchet et une augmentation des courants de fuite. L'IN entraîne aussi une augmentation considérable du verrouillage pour les MCTs. Les résultats obtenus sont en conformité avec ceux proposés dans la littérature. Une modélisation des effets induits par irradiation neutrons à l'aide des logiciels de simulation de **SILVACO** sera proposée et développée dans le chapitre 4. Les résultats expérimentaux obtenus dans ce chapitre seront comparés avec ceux obtenus par la simulation.

CHAPITRE 4

Simulation

Introduction

La simulation est un moyen efficace pour mieux comprendre les phénomènes physiques induits dans n'importe quelle structure micro-électronique. Elle est devenue une aide importante au développement de la conception et de la caractérisation des dispositifs électroniques. En effet, la simulation est un outil moins coûteux et plus rapide que l'approche expérimentale.

La complexité de la structure du composant MCT ne nous permet pas d'avoir une approche simple des phénomènes physiques mis en jeu lors de son fonctionnement. Chaque élément de son circuit équivalent (N-MOSFET et transistors bipolaires) ne peut pas être caractérisé indépendamment. Les modélisations sont effectuées en utilisant le simulateur de dispositifs 2D **ATLAS II** (version **PISCES** de **SILVACO**). Les résultats obtenus par simulation sont validés par comparaison avec ceux obtenus expérimentalement.

Ce chapitre décrit dans un premier temps, la méthodologie mise en œuvre pour effectuer la calibration du logiciel et les divers résultats obtenus. Les programmes utilisés pour la simulation sont donnés en annexes I et II.

4.1 Modélisation de la structure du MCT

La méthodologie utilisée pour mener à bien la modélisation à partir du code de simulation comporte quatre étapes principales :

- 1/ construction du maillage de la structure de test,
- 2/ construction de la structure (régions et dopages),
- 3/ choix des modèles physiques à prendre en compte pour effectuer les simulations de façon réaliste
- 4/ et calibration des paramètres des modèles physiques choisis afin d'ajuster les paramètres des modèles pris en compte.

Ces étapes seront décrites brièvement dans les paragraphes qui suivent.

4.1.1 Définition du maillage

La précision des résultats de simulation est fonction du nombre de nœuds du maillage choisi. En contre partie, le temps de calcul est d'autant plus important que le maillage est fin (possède beaucoup de nœuds). Il faut donc trouver un compromis entre le temps de calcul et la précision de la simulation. Par conséquent, le maillage doit être fin dans les régions de forte variation de profil de dopage et grossier dans les régions où le dopage est uniforme.

Pour effectuer les simulations, nous avons utilisé les paramètres de la structure donné par V. TEMPLE [TEM86] pour le thyristor dans le MCT (Figure I.15). Un outil de maillage, **Meshbuild**, incorporé dans le logiciel **DEVEDIT** permet de réaliser de manière automatique un maillage variable s'adaptant à la structure et au dopage du dispositif. Les figures IV.1-a et IV.1-b montrent le maillage adopté pour simuler la structure du MCT.

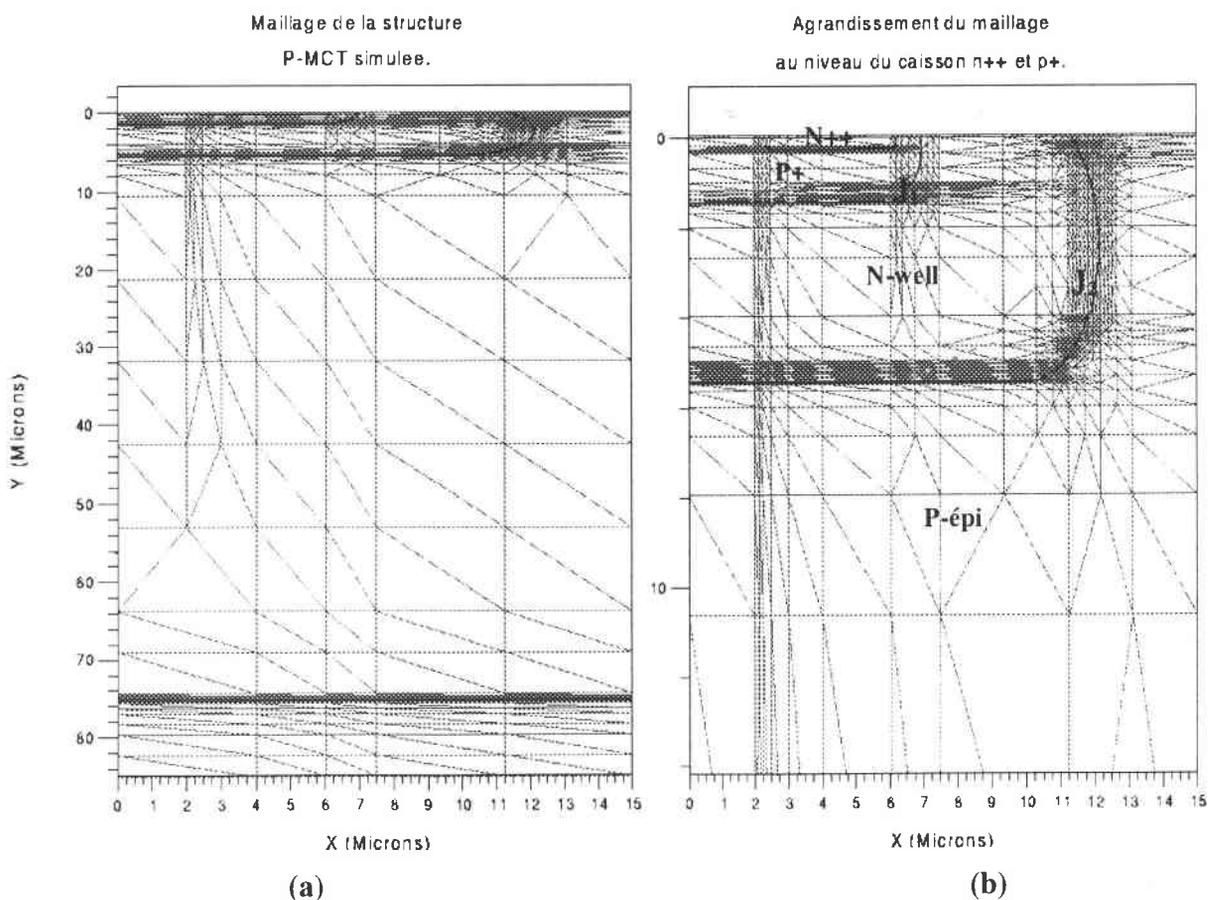


Figure IV.1 : Maillage de la structure MCT simulée.

4.1.2 Construction de la structure

La structure simulée est un MCT, la structure définie est la plus proche de la réalité ceci afin de simuler le mieux possible le composant étudié. Le comportement physique interne et les caractéristiques électriques externes sont simulés à partir de la description de la structure du composant (données géométriques) et du circuit électrique (charge, alimentation). La construction de la structure consiste aux définitions du maillage, des régions, des électrodes et des profils de dopage.

Régions

Du fait de la symétrie de la structure multicellulaire du MCT, la structure simulée sera alors des demi-cellules ON et OFF. On utilisera pour le calcul, une symétrie carrée disponible dans le simulateur ATLAS. Dans un premier temps nous définissons deux régions rectangulaires. La région 1 est un matériau de type silicium ($85\mu\text{m}$) et la région 2 un oxyde (SiO_2) de $0,07\mu\text{m}$ (Figure IV.2). A noter que c'est à la phase de construction du maillage que l'on définit les dimensions de ces deux régions. Nous avons pris l'interface Si/ SiO_2 comme origine des ordonnées (Y).

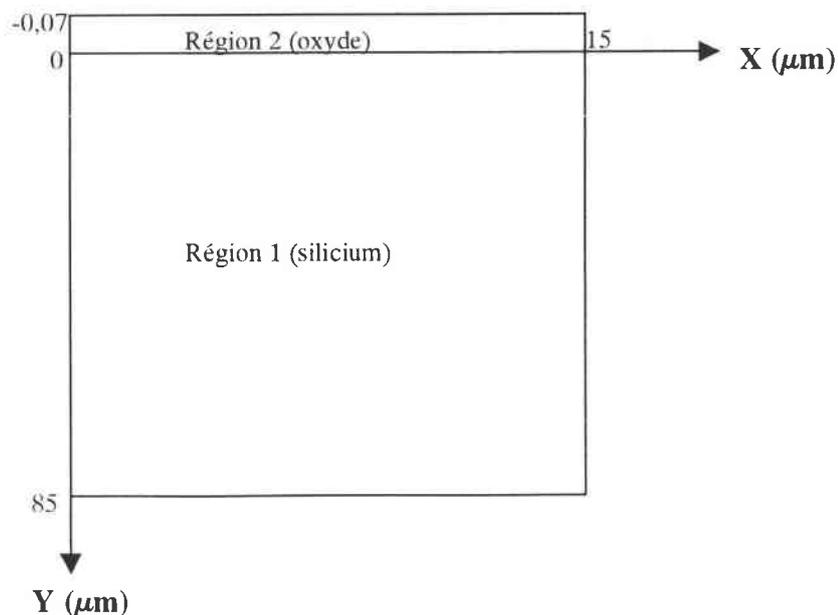


Figure IV.2 : Régions définissant la structure.

Electrodes

La définition des électrodes permet de réaliser les différents contacts dans la structure : grille, anode et cathode. Seules ces électrodes peuvent être polarisées. La grille couvre les zones du canal des deux MOSFETs, l'anode doit court-circuiter le caisson N++ et les puits P et la cathode s'étend sur toute la surface inférieure (Figure IV.3).

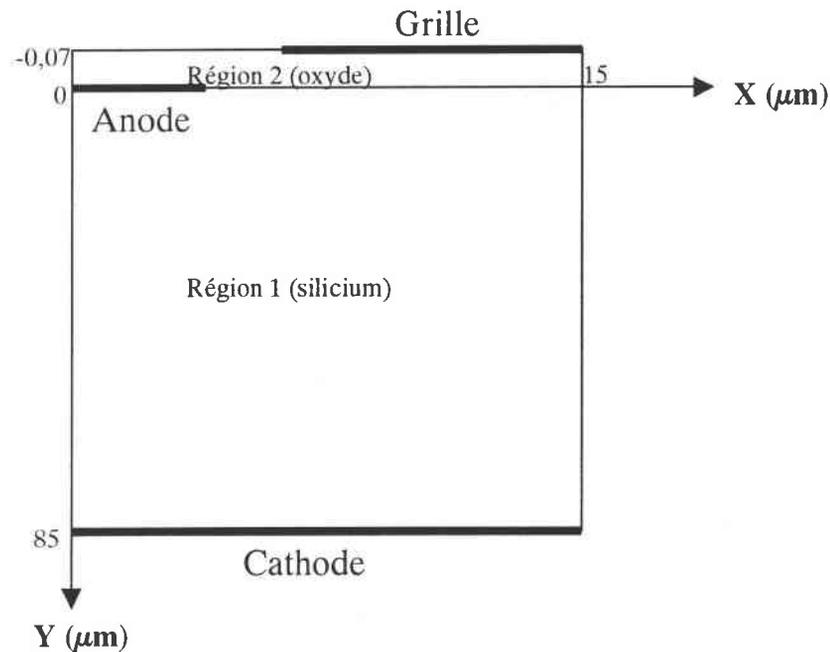


Figure IV.3 : Définitions des électrodes de la structure.

Dopages

La région 1 correspond au départ à la couche épitaxiée P⁻ (P-épi) qui est la moins dopée (10^{14} cm⁻³). En suite, nous définissons les dopages des autres couches de la structure, en précisant leurs profils de dopage uniformes (uniform) ou gaussiens (gauss), la concentration (conc=1e14), le type de dopage p ou n (p.type ou n.type) et leurs coordonnées. Dans notre cas, nous avons considéré des profils de dopage de type gaussien.

Le profil de dopage net selon l'axe Y est donné sur la figure IV.4-a. Un agrandissement réaliser aux niveaux des dopages du caisson N++ et du puits P, est représenté sur la figure IV.4-b.

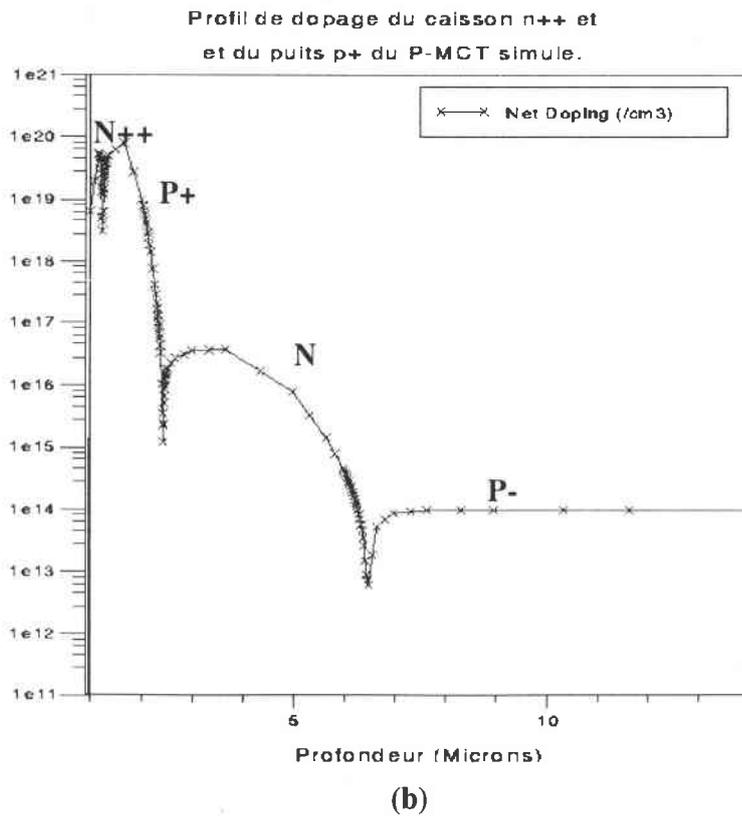
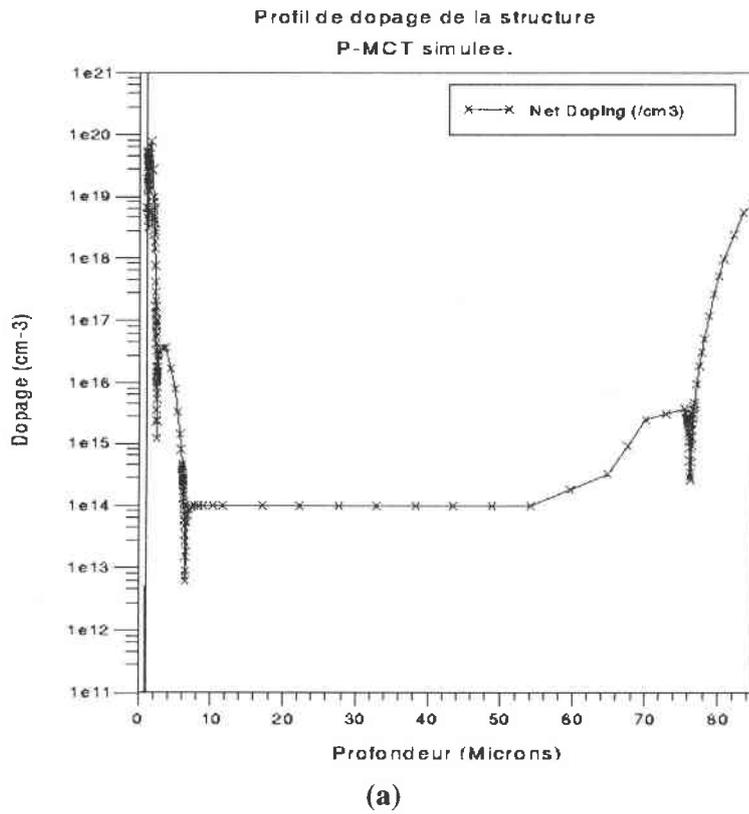


Figure IV.4 : Profils de dopage des couches de la structure MCT simulée.

Le profil de dopage de la structure complète en pseudo-3D est donné sur la figure IV.5. Le plan XY correspond au maillage de la structure et la troisième dimension représente le niveau de dopage net de chaque nœud en fonction des ses coordonnées (x,y).

Profil de dopage pseudo-3D
de la structure simulée.

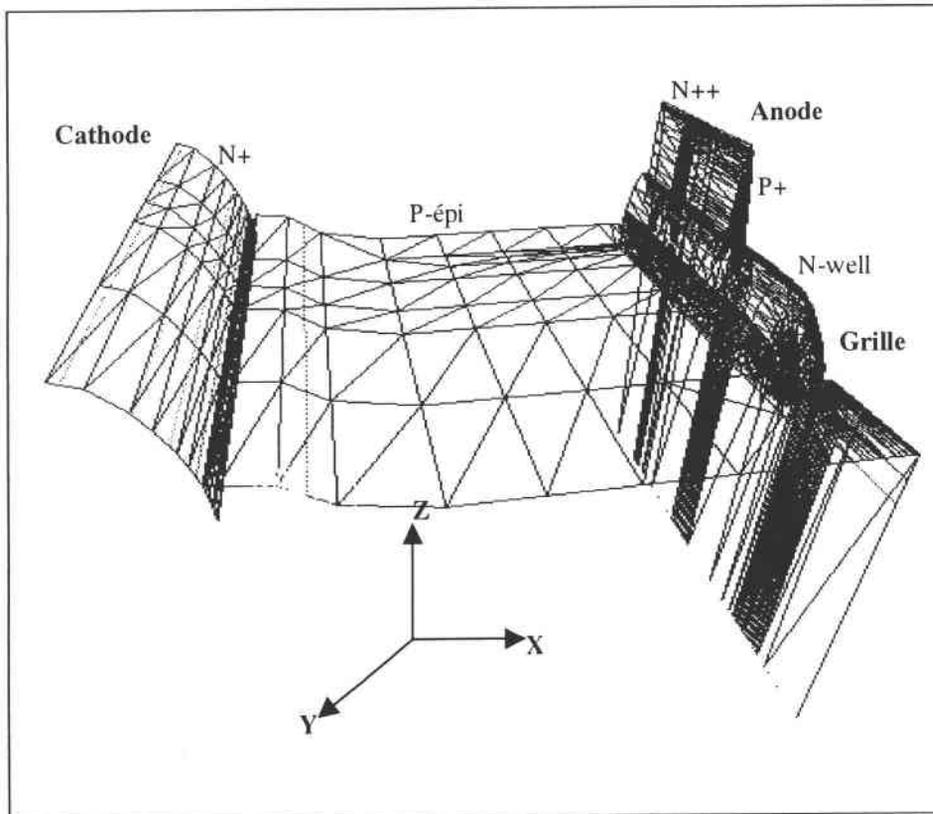


Figure IV.5 : Profil de dopage en fonction des coordonnées des nœuds du maillage.

4.1.3 Modèles physiques utilisés pour la simulation

Cette partie présente les principaux modèles physiques utilisés dans la simulation. Cette modélisation prend en compte les phénomènes de haute injection intervenant dans les transistors bipolaires du thyristor, les forts dopages, les modèles de génération recombinaison, les mobilités des porteurs et les effets du champ électrique et de la température sur la mobilité.

- L'existence de forts dopages du type N++, P+ et N+ dans la structure simulée et des phénomènes de forte injection nécessitent l'utilisation de la statistique de Fermi-Dirac (**model FERMIDIRAC**).

- Les modèles de recombinaison utilisés sont le modèle de recombinaison Auger (**model AUGER**) et celui de Shockley-Read-Hall (**model SRH**).

- La mobilité dépend de la concentration et de la température (**model CONMOB**). Elle dépend aussi du champ électrique qui rend compte des effets de porteurs chauds (**model FLDMOB**).

Tous ces modèles sont bien détaillés dans le manuel de l'utilisateur de SILVACO [SIL97].

4.1.4 Calibrage des paramètres des modèles physiques choisis

Afin d'explorer toutes les possibilités du logiciel, une phase d'apprentissage fut indispensable afin d'ajuster les paramètres des modèles pris en compte. Nous avons donc commencé par étudier l'influence des paramètres physiques et technologiques sur les caractéristiques électriques de la structure MCT simulée.

Les paramètres électriques tels que les tensions de seuil des deux MOSFETs (N-MOSFET et P-MOSFET), les gains en courant des deux transistors bipolaires, les temps de commutation (temps de fermeture et d'ouverture etc.) sont importants pour effectuer une simulation correcte.

Le calibrage de ces paramètres électriques se fait en jouant sur plusieurs paramètres process. Plus il y a de paramètres à faire varier, plus l'ajustement est complexe. Il faut donc fixer le maximum de paramètres possibles afin de faciliter ce travail.

Dans notre propos, nous nous sommes basés sur la structure du MCT donnée par V. TEMPLE. La surface active mesurée, du composant MCT, est d'environ $0,4 \text{ cm}^2$ [ESA97], et la durée de vie des porteurs minoritaires (τ_{n0} pour les électrons et τ_{p0} pour les trous), introduite dans le programme de simulation ATLAS sous **taun0** et **taup0**, est de $5 \mu\text{s}$ (Figure I.15). Pour tenir compte des recombinaisons dues à des concentrations élevées, ces durées de vie varient suivant les relations empiriques [SIL97] :

$$\tau_n = \frac{\tau_{n0}}{1 + \frac{N}{N_n^{\text{ref}}}} \quad (\text{éq. IV.1})$$

et

$$\tau_p = \frac{\tau_{p0}}{1 + \frac{N}{N_p^{\text{ref}}}} \quad (\text{éq. IV.2})$$

où N est la somme des concentrations des dopants donneurs et accepteurs et $N_{n,p}^{\text{ref}}$ sont des paramètres à introduire.

4.2 Simulation de la caractéristique C-V du MCT

Le principal objectif de cette simulation est de valider les valeurs de la tension de seuil du N-MOSFET obtenues par mesures capacité-tension (C-V) entre grille et anode. Cependant la complexité des caractéristiques obtenues a nécessité des simulations complémentaires [MOR94][HAB99]. Les caractéristiques expérimentale et simulée ont été présentées dans le chapitre 2 (Figures II.7-a et II.7-a) pour un MCT non irradié. L'influence des différentes couches sont comparées avec l'étude des couches prises indépendamment. La figure IV.6 rappelle la structure du MCT. L'épaisseur de l'oxyde de grille est de $0,07 \mu\text{m}$.

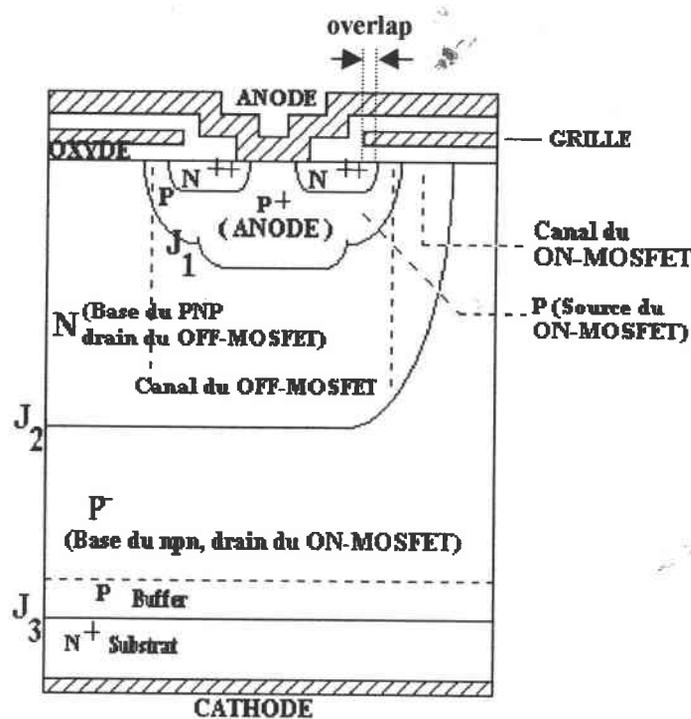


Figure IV.6 : Structure de base d'un MCT.

4.2.1 Le caisson N++ (source du N-MOSFET)

Le caisson N++ est court-circuité avec l'émetteur du transistor PNP. Ce caisson est influencé par la capacité de grille du fait de la présence d'un overlap (zone où la grille couvre le caisson N++). La valeur de l'overlap est prise pour la simulation égale à $0,8 \mu\text{m}$ [JON96].

Le niveau de dopage de ce caisson est de 10^{20} cm^{-3} . La figure IV.7 présente cette couche prise indépendamment. La métallisation est un N-polysilicium.

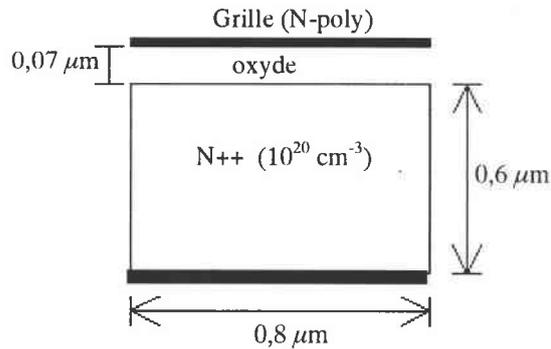


Figure IV.7 : Schéma de la capacité NMOS à substrat N++ pris indépendamment.

Le résultat de cette simulation donne une valeur de la capacité constante, sur la gamme de -5 à $+5 \text{ V}$, de $3,945 \times 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}$.

Le calcul de la valeur de la tension d'inversion (équation II.13) donne -129V , cette valeur n'est jamais atteinte dans nos composants ($\Phi_{\text{MS}} = -0,2\text{V}$; $2\psi_{\text{B}} = 1,17\text{V}$).

Les calculs des capacités en accumulation et en inversion conduisent respectivement à :

$C_{\text{NMOSacc}} = 3,94 \times 10^{-16}$ et $C_{\text{NMOSinv}} = 3,85 \times 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}$.

Si la structure du MCT est conservée mais la grille n'est prise que sur l'overlap (Figure IV.8), la valeur alors obtenue par simulation pour la capacité est $8,1 \times 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}$.

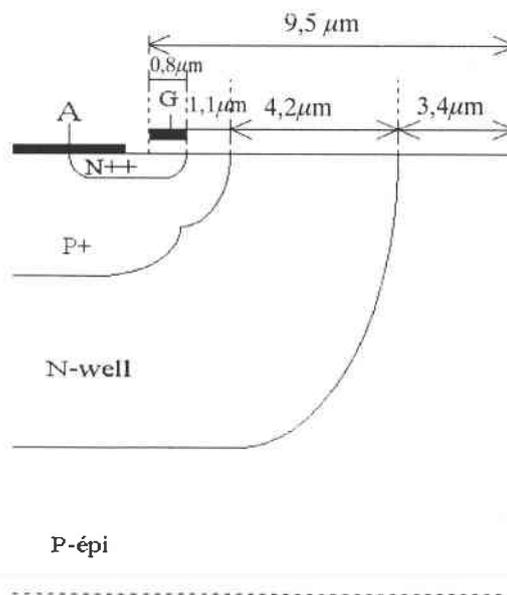


Figure IV.8 : Capacité de l'overlap (NMOS) simulée dans la structure MCT.

La différence observée est due à l'effet de la zone P qui va modifier la capacité simulée. En supposant la jonction N++P+ idéale avec des niveaux de dopage homogènes de $N_A=10^{20} \text{ cm}^{-3}$ et $N_D=10^{16} \text{ cm}^{-3}$ et une profondeur de $0,6 \mu\text{m}$, la capacité qui lui est associée est de $1,8 \times 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}$ [SZE86]. Dans notre structure le dopage n'est pas homogène, mais le rôle des jonctions sur le calcul, ou la simulation, n'est pas négligeable. De plus cette jonction est court-circuitée au niveau de l'anode, ce qui implique un gradient de potentiel le long de celle-ci.

4.2.2 Le caisson P+

La capacité PMOS simulée est présentée sur la figure IV.9. Le contact de grille est réalisé avec le même polysilicium.

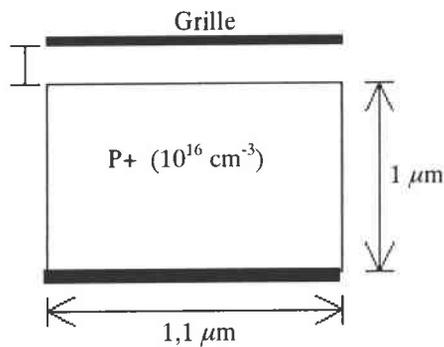


Figure IV.9 : Structure de la capacité PMOS simulée indépendamment.

Les valeurs obtenues par simulation et par calcul sont données dans le tableau IV.1 pour $N_A=10^{16} \text{ cm}^{-3}$ ($\Phi_{MS}=-1,1\text{V}$; $2\Psi_B=0,7\text{V}$).

	Simulation	Calcul
$C_{\text{PMOSacc}} \text{ (F}/\mu\text{m})$	$5,5 \times 10^{-16}$	$5,4 \times 10^{-16}$
$C_{\text{PMOSinv}} \text{ (F}/\mu\text{m})$	$2,4 \times 10^{-16}$	$2,3 \times 10^{-16}$

Tableau IV.1 : Valeurs simulées et calculées des capacités en accumulation et en inversion.

La tension calculée à partir de laquelle l'inversion se produit est de $0,6\text{V}$. Si cette capacité est analysée en la considérant comme incluse dans la structure du MCT (Figure IV.10).

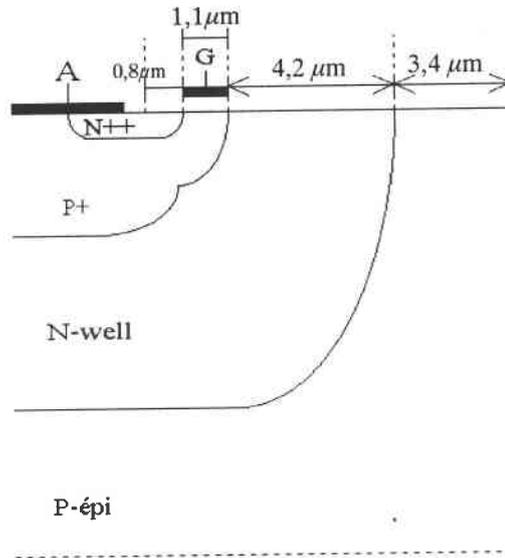


Figure IV.10 : Capacité PMOS placée dans la structure MCT.

La caractéristique obtenue par simulation est donnée sur la figure IV.11. Les valeurs de la capacité d'accumulation obtenue hors structure MCT (Tableau IV.1) et celle de la tension d'inversion y sont reportées.

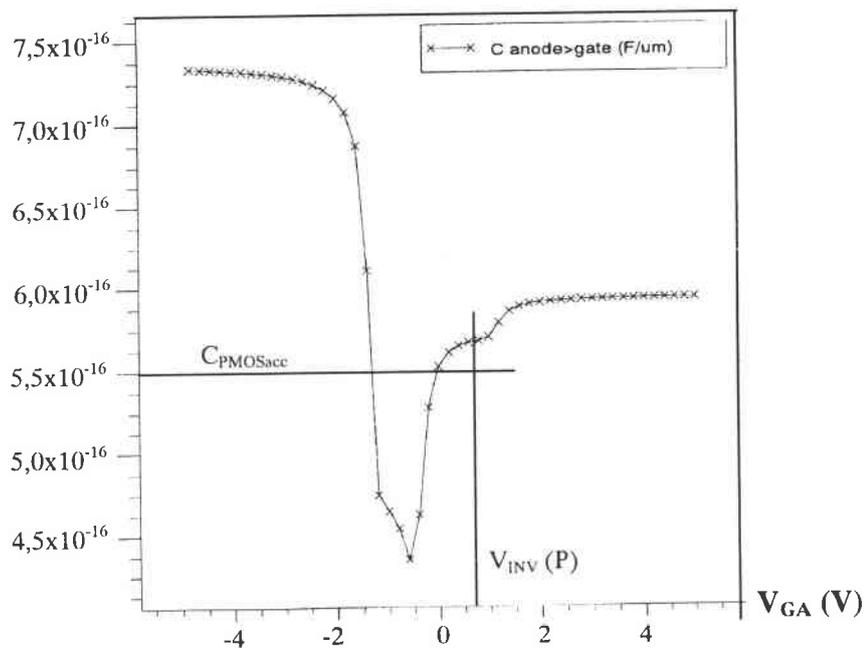


Figure IV.11 : Caractéristique C-V simulée de la capa PMOS dans la structure MCT.

Les différences observées dans les deux simulations (capacité PMOS et structure MCT) sont dues à l'existence des différentes jonctions mais également à la possibilité de génération des

porteurs minoritaires dans la structure MCT. Cependant l'ouverture du canal est observable autour de 1 V [SCH90].

Remarque

La simulation donne le même résultat avec le contact d'anode uniquement sur la couche P+ ou court-circuitant le caisson N++.

4.2.3 Le N-well

Le même principe que précédemment est appliqué. La capacité NMOS seule simulée est donnée sur la figure IV.12.

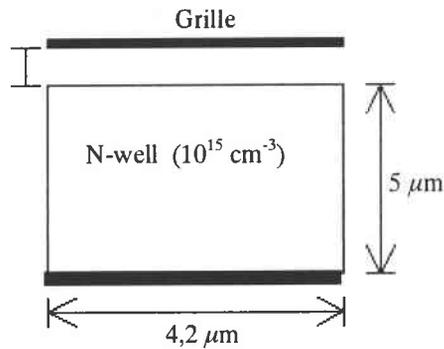


Figure IV.12 : Capacité N-MOS simulée indépendamment.

Le tableau IV.2 présente les valeurs obtenues par simulation et calcul.

	Simulation	Calcul
$C_{N-MOSacc}$ (F/μm)	2×10^{-15}	2×10^{-15}
$C_{N-MOSinv}$ (F/μm)	4×10^{-16}	6×10^{-16}

Tableau IV.2 : Valeurs simulées et calculées des capacités en accumulation et en inversion.

La tension pour laquelle l'inversion se produit est de $-1,36V$ ($\Phi_{MS} = -0,5V$; $2\Psi_B = 0,6V$). La même capacité replacée dans la structure du MCT (Figure IV.13) est donnée sur la figure IV.14.

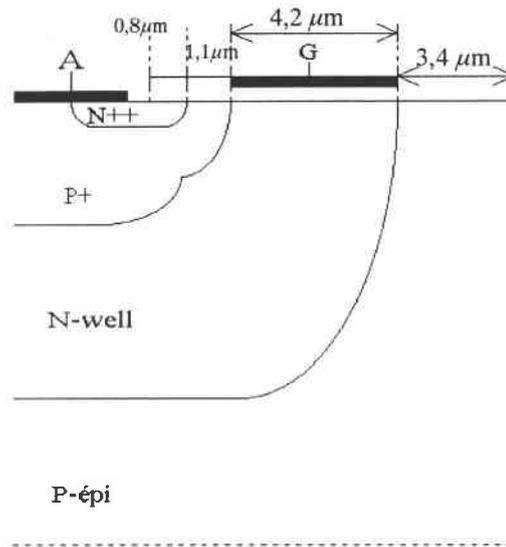


Figure IV.13 : Capacité N-MOS placée dans la structure MCT.

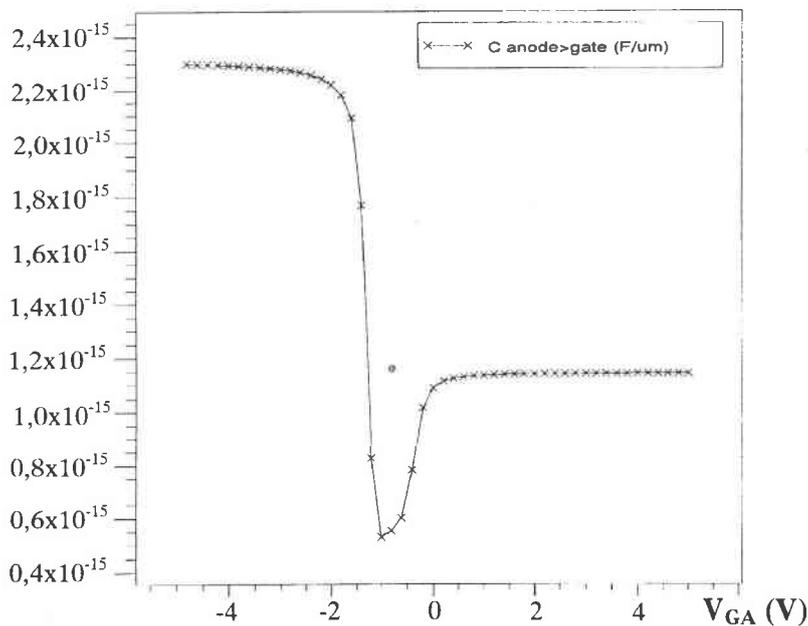


Figure IV.14 : Caractéristique C-V simulée de la capa N-MOS dans la structure MCT.

La capacité obtenue en accumulation pour la structure MCT est inférieure à celle de la capacité N-MOS. Mais le contact d'anode oblige la prise en compte de la capacité de la jonction P+N-well en série avec celle simulée sur le N-MOS. La capacité de cette jonction, avec $N_A = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ et $N_D = 10^{16} \text{ cm}^{-3}$, correspondant à des valeurs moyennes, est de $3,44 \times 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}^2$. La longueur de la jonction est de l'ordre de $8,7 \mu\text{m}$, ce qui donne une capacité de $3 \times 10^{-15} \text{ F}/\mu\text{m}$. La mise en série de C_{N-MOS} en accumulation et la capacité de la jonction $J_1 C_{J1}$ (Figure IV.15) donne :

$$C_{ACC} = \frac{C_{J1} \times C_{N-MOS_{acc}}}{C_{J1} + C_{N-MOS_{acc}}} = 1,2 \times 10^{-15} \text{ F}/\mu\text{m}$$

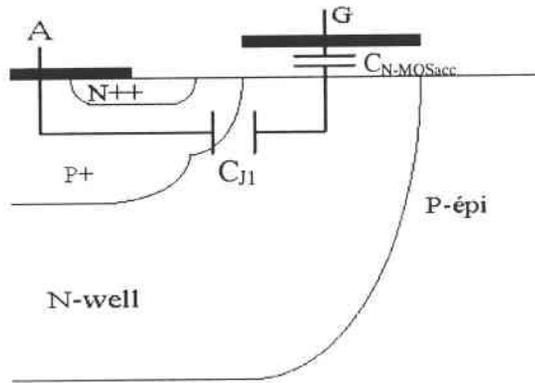


Figure IV.15 : Schéma équivalent des capacités entre grille et anode.

4.2.4 Le P-épi

La structure P-MOS simulée est présentée sur la figure IV.16.

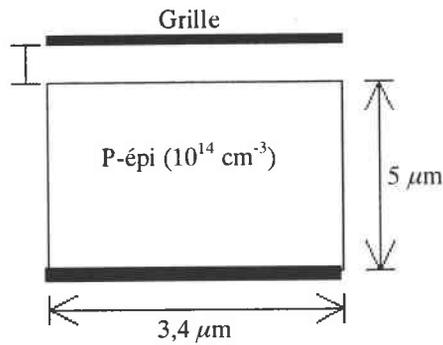


Figure IV.16 : Structure P-MOS simulée.

Le tableau IV.3 présente les valeurs simulées et calculées en inversion et en accumulation.

	Simulation	Calcul
$C_{P-MOS_{acc}} \text{ (F}/\mu\text{m)}$	$1,65 \times 10^{-15}$	$1,66 \times 10^{-15}$
$C_{P-MOS_{inv}} \text{ (F}/\mu\text{m)}$	$1,4 \times 10^{-16}$	$1,34 \times 10^{-16}$

Tableau IV.3 : Valeurs simulées et calculées des capacités en accumulation et en inversion.

La tension d'inversion est de $-0,4\text{V}$ ($\Phi_{\text{MS}}=-0,95\text{V}$; $2\Psi_{\text{B}}=0,46\text{V}$). La simulation de la même capacité placée dans la structure du MCT (Figure IV.17) est présentée sur la figure IV.18.

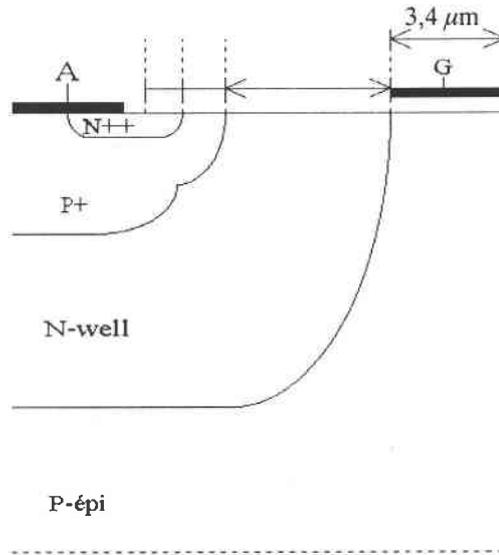


Figure IV.17 : Capacité P-MOS placée dans la structure MCT.

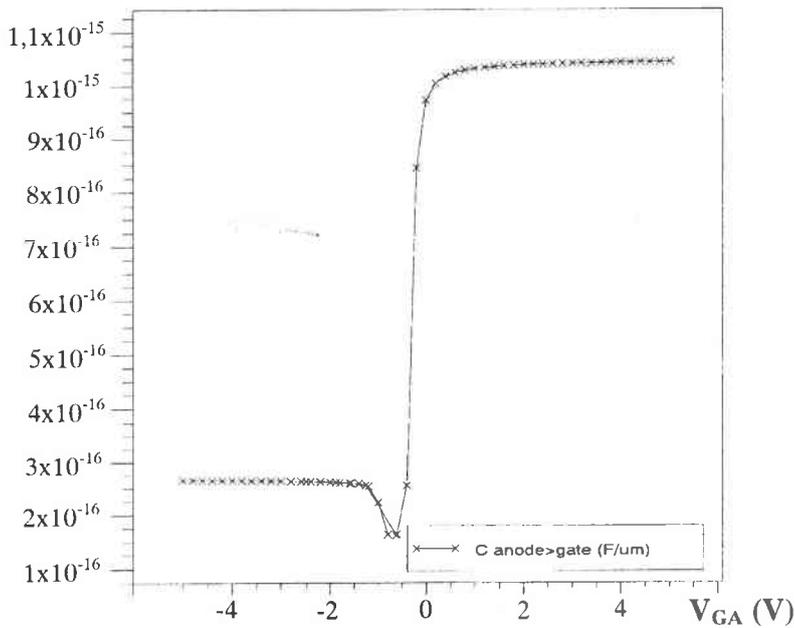


Figure IV.18 : Caractéristique C-V simulée de la capa P-MOS dans la structure MCT.

La capacité simulée en régime d'accumulation est inférieure à celle attendue mais le contact d'anode est réalisé en passant par les deux jonctions J_1 et J_2 (Figure IV.19).

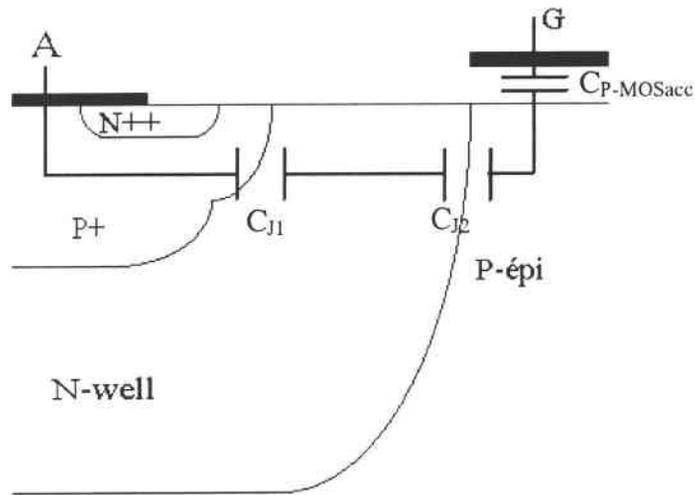


Figure IV.19 : Schéma équivalent des capacités entre grille et anode.

La capacité C_{J1} de la jonction P+N-well est la même que celle calculée pour la zone N-well. La capacité de la jonction J_2 , pour une longueur de $17 \mu\text{m}$ et des niveaux de dopage moyens $N_A=10^{14} \text{ cm}^{-3}$ et $N_D=10^{16} \text{ cm}^{-3}$, est estimée à $6,8 \times 10^{-16} \mu\text{m}$.

La capacité totale en accumulation de la structure MCT est :

$$C_{\text{ACC}} = \frac{C_{\text{P-MOSacc}} \times C_{J1} \times C_{J2}}{(C_{\text{P-MOSacc}} \times C_{J1}) + (C_{\text{P-MOSacc}} \times C_{J2}) + (C_{J1} + C_{J2})} = 4 \times 10^{-16} \text{ F}/\mu\text{m}$$

Cette valeur est comparable à celle obtenue par simulation.

4.2.5 La structure totale du MCT

Les différentes couches constituant les MOSFETs du MCT ont été étudiées séparément. La structure globale est reportée sur la figure IV.20.

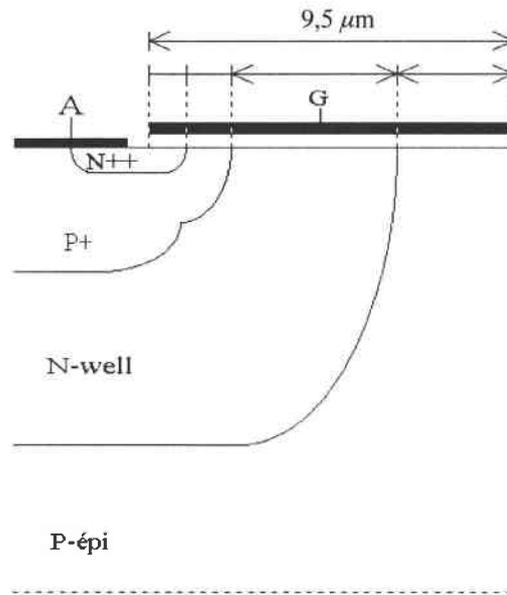


Figure IV.20 : Structure globale simulation où la grille couvre toutes les couches.

La figure IV.21 présente la caractéristique C-V simulée entre grille et anode de cette structure.

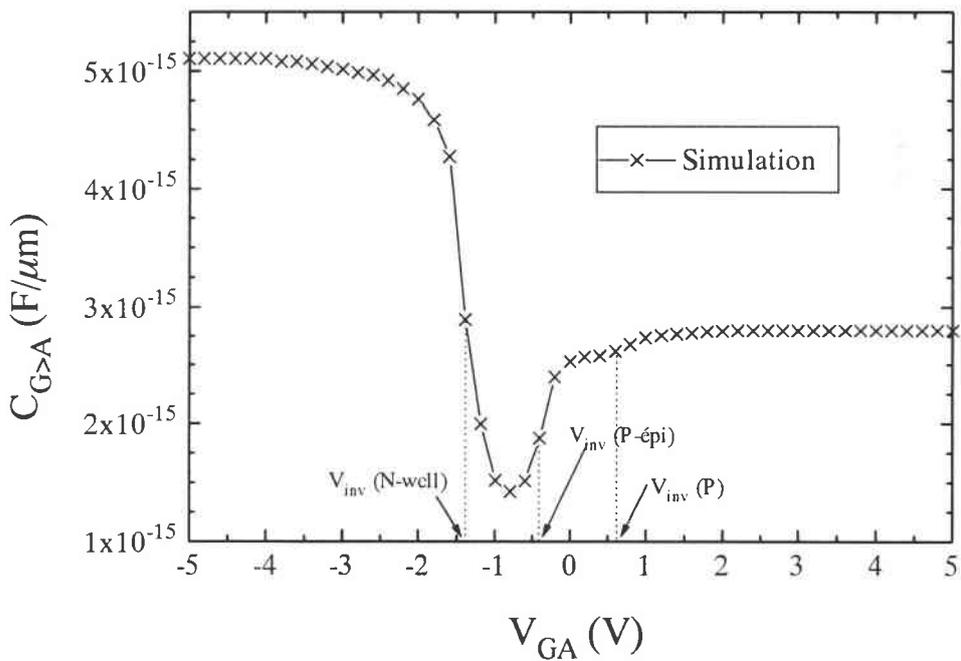


Figure IV.21 : Caractéristique C-V simulée entre grille et anode de la structure MCT.

Cependant l'influence de ces différentes couches est difficilement analysable. Certaines jonctions se trouvent en série et d'autre en parallèle, de plus les jonctions jouent un rôle qui selon la tension appliquée n'est pas négligeable. Cependant les tensions d'inversion des

transistors N-MOSFET et P-MOSFET peuvent être extraites de cette caractéristique. Ces valeurs ont été reportées sur la figure IV.21. Ces résultats confirment la méthode C-V utilisée dans le chapitre 2 pour extraire la tension de seuil du N-MOSFET.

4.3 Simulation des effets dus à l'irradiation par neutrons

L'irradiation du silicium par des neutrons produit des défauts de déplacement qui réduisent la durée de vie des porteurs minoritaires, la densité des porteurs majoritaires et la mobilité (cf. chapitre 3) [MES86] [SZE85]. La réduction de la durée de vie des porteurs minoritaires entraîne une augmentation de la tension de déchet. Au niveau énergétique, ces défauts de déplacement se traduisent par l'apparition de niveaux supplémentaires dans la bande interdite du silicium. Ces défauts stables peuvent agir comme des pièges ou centres de recombinaison. Cette partie sera consacrée à la simulation des effets induits par l'irradiation neutrons dans les jonctions et le MCT en utilisant le logiciel ATLAS.

4.3.1 Introduction de défauts dans la simulation à l'aide du logiciel ATLAS

Dans le but de simuler les effets induits par l'irradiation neutrons dans la diode et le MCT, nous avons utilisé le simulateur ATLAS qui permet d'introduire des densités de défauts dans la structure simulée. Plusieurs études par différentes méthodes (DLTS, G-T et C-T...) [TOK76][TOK77][TOK78] ont été effectuées et montrent l'existence de plusieurs niveaux d'énergie (cf. paragraphe 3.1). Nous avons donc choisi d'introduire dans la structure simulée deux types de pièges, les pièges accepteurs sont placés à 0,36 eV en dessous de la bande de conduction et les pièges de type donneur sont placés à 0,39 eV au dessus de la bande de valence.

Ces défauts sont donc définis par leur type accepteurs (**acceptor**) ou donneurs (**donor**), leurs niveaux d'énergie (**e.level**), leurs facteurs de dégénérescence (**degen**), leurs sections efficaces de capture des électrons (**sign**) et des trous (**sigp**) et par leurs densités (**density**) :

trap donor e.level=0,39 density=5e13 sign=2e-14 sigp=2e-14 degen=1
 trap acceptor e.level=0,36 density=5e13 sign=4e-14 sigp=4e-14 degen=1.

4.3.2 Application à la diode

Dans un premier temps, nous avons appliqué cette méthode sur des jonctions de type NP. Les paramètres de la jonction simulée (dopages, dimensions) sont les mêmes que ceux de la diode D5 étudiée dans le chapitre III (Annexe II). Les sections efficaces de capture des défauts introduits sont extraites de la littérature [TOK77]. Plusieurs densités de défauts ont été appliquées afin de mettre en évidence les évolutions de la caractéristique courant-tension en fonction de la densité de défauts de l'irradiation (figure IV.22).

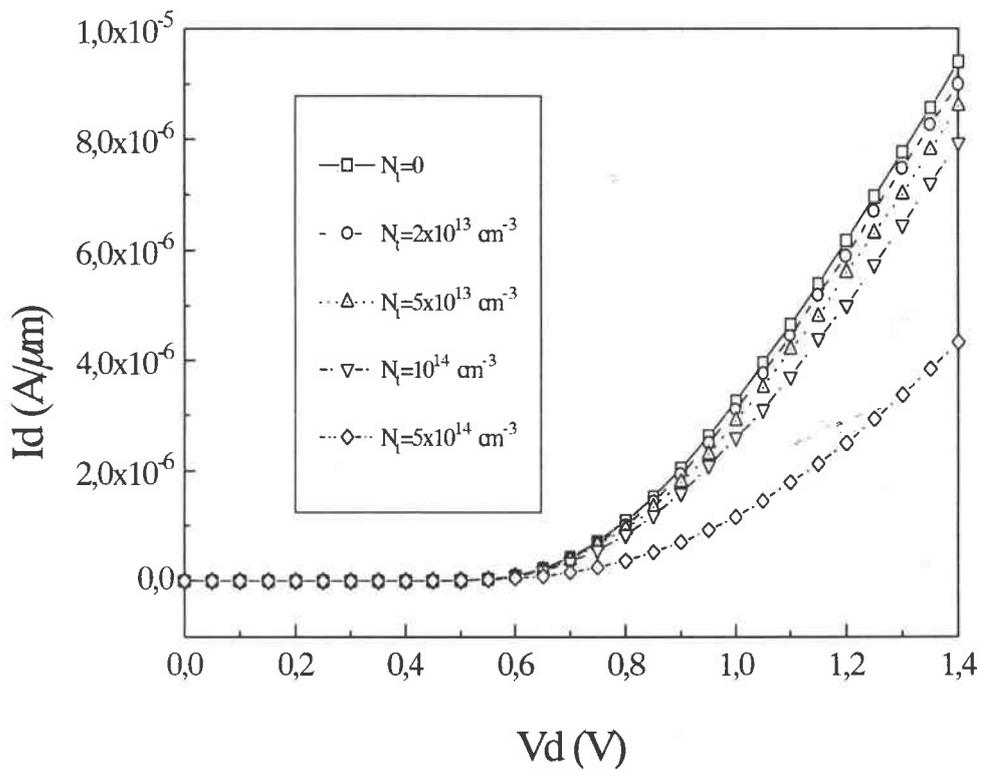


Figure IV.22 : Les caractéristiques simulées de la diode pour différentes densités de défaut.

Comme attendu la caractéristique de la diode présente des courants moins importants.

4.3.3 Application au composant MCT

Afin de simuler les effets de l'irradiation par neutrons sur le fonctionnement du MCT, le modèle de simulation de densité de défauts disponible dans ATLAS a été utilisé. Les mêmes défauts que précédemment ont été introduits dans toutes les couches de la structure simulée. Les densités de défauts correspondantes à chaque fluence de l'IN ont été déterminées par l'ajustage des caractéristiques simulées et mesurées. Dans un premier temps, les paramètres des modèles physiques sont calibrés afin d'ajuster les courbes simulées avec celles mesurées, pour un MCT non irradié. Cette étape est nécessaire car elle permet de régler les principaux paramètres tels que : la tension de déchet, les tensions de seuil, les temps de commutation etc. Ensuite les densités de défauts sont ajustées pour obtenir les mêmes caractéristiques statiques mesurées, que les MCTs irradiés. Les caractéristiques dynamiques servent de critères de validation.

Les listings des programmes de simulation de la structure du MCT et des différentes caractéristiques sont donnés en annexe I.

4.3.3.1 Simulation en statique

L'étude expérimentale montre que l'IN a pour effet d'augmenter la tension de déchet du MCT. La tension de déchet sera définie ici comme la tension appliquée sur l'anode pour assurer un courant de 100mA à $V_{GA}=-3V$. Ce paramètre électrique sera utilisé comme un paramètre de test pour comparer les résultats de la simulation et des mesures effectuées en régime statique.

Le MCT étudié est de la série MCT65P100F2 de chez **HARRIS Semiconductor**. Toutes les données du constructeur concernant ce composant sont données en annexe III. En particulier, la tension de seuil de son transistor P-MOSFET (ON-MOSFET) intégré est de $-2V$. Nous avons donc fait la simulation de la caractéristique de transfert $I_{AK}-V_{GA}$ pour ajuster ce premier paramètre, pour un MCT non irradié.

Après ajustement, les densités de défauts de 5×10^{13} et $1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ ont été retenues pour simuler les fluences des irradiations neutrons étudiées. A titre de comparaison, nous avons représenté les caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ mesurées et simulées dans les figures IV.23-a et IV.23-b pour le MCT non irradié et pour les deux fluences d'irradiation étudiées : 5×10^{13} et 1×10^{14} neutrons/cm².

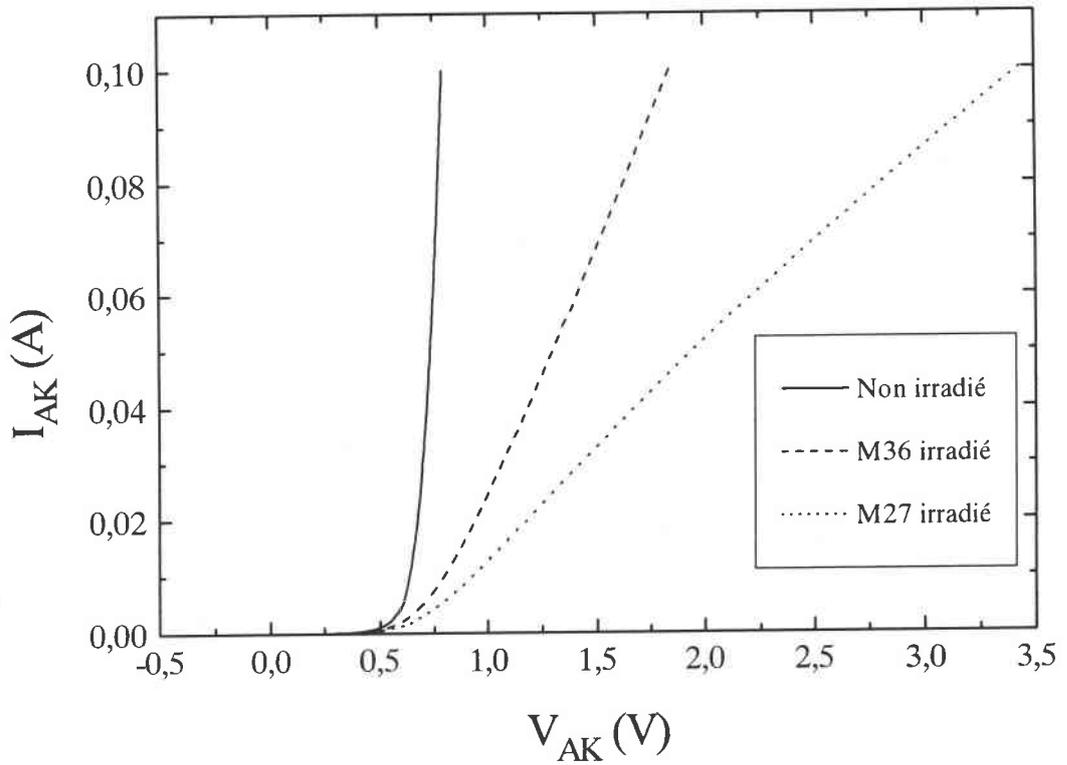


Figure IV.23-a : Les caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ mesurées pour le MCT non irradié et pour les deux fluences de l'IN.

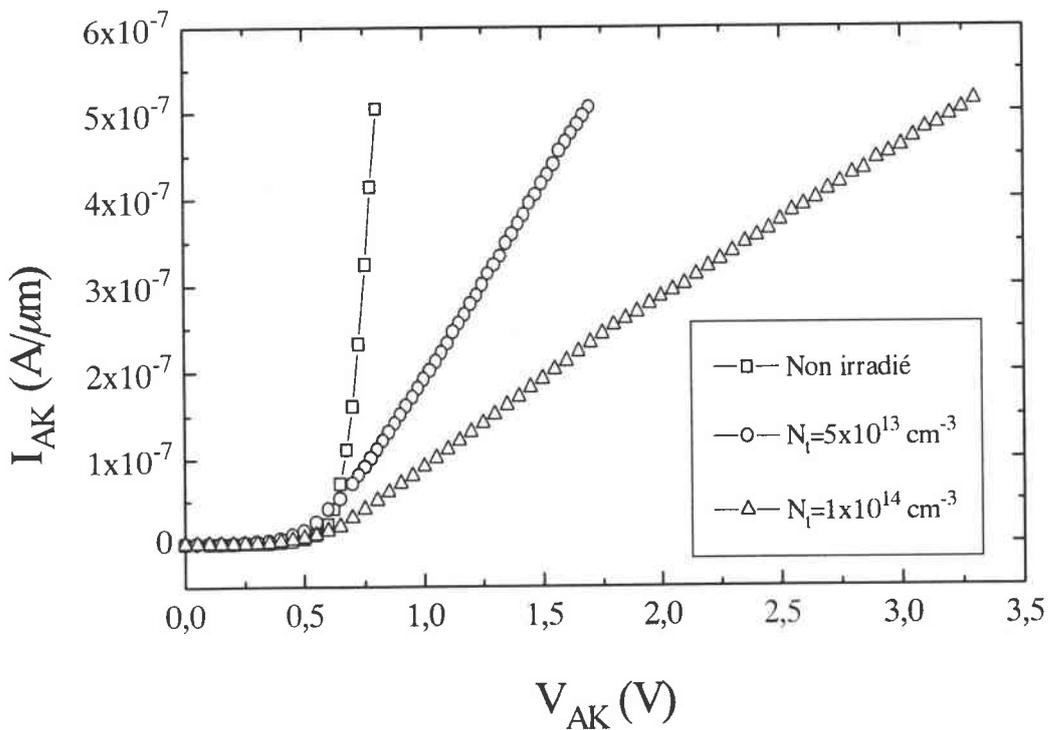


Figure IV.23-b : Les caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ simulées pour le MCT non irradié et pour les deux densités de pièges introduites.

Les tensions de déchet mesurées et simulées sont regroupées dans le tableau IV.4. Pour le MCT non irradié, la caractéristique $I_{AK}-V_{AK}$ a été préalablement ajustée pendant la phase de calibrage. De ce fait la tension de déchet simulée est la même que celle mesurée, soit 0,8V.

	Non irradié	$3 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$	$5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$	$8 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$	$1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$
Mesure	0,8 V	X	1,8 V	X	3,4 V
Simulation	0,8 V	1,4 V	1,7 V	2,7 V	3,3 V

Tableau IV.4 : Tensions de déchet mesurées et simulées pour les deux fluences d'irradiation et pour les différentes densités de défauts simulées.

Comme prévu, la tension de déchet augmente avec la fluence de l'irradiation neutron, ce qui correspond à une dégradation de la structure. Les valeurs simulées sont en bon accord avec celles mesurées dans les trois cas. La figure IV.24 montre l'évolution de la tension de déchet en fonction de la densité de défauts introduite, on y remarque une variation presque linéaire.

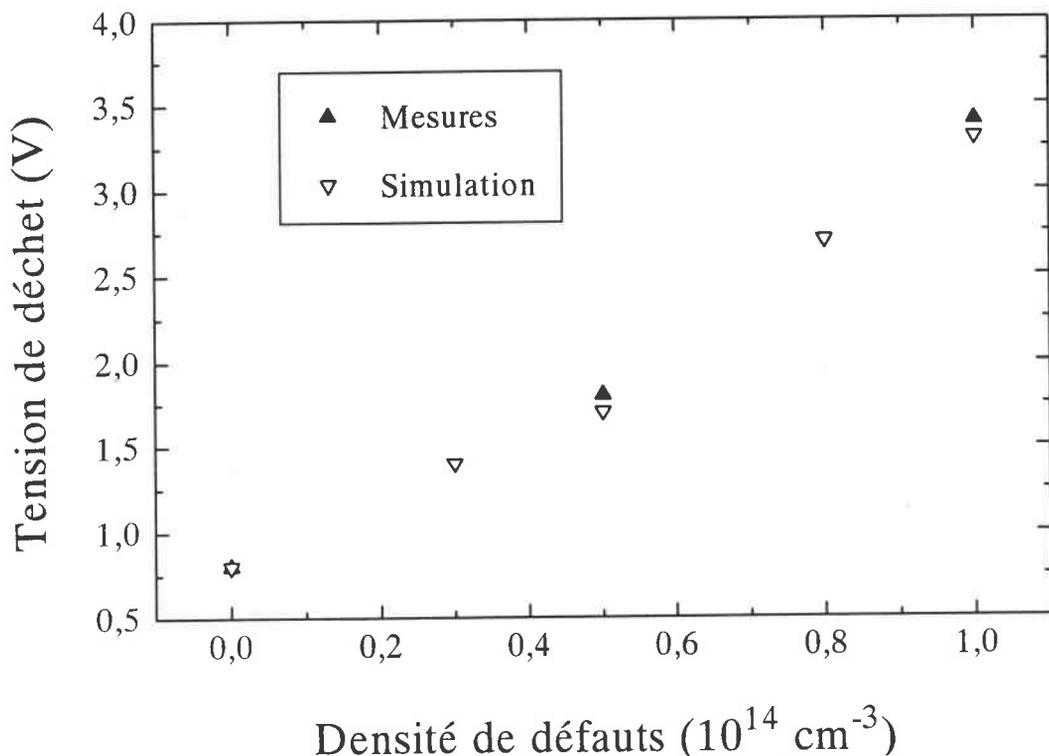


Figure IV.24 : Evolution de la tension de déchet du MCT, mesurée et simulée, en fonction de la fluence de l'IN et de la densité de défauts.

La tension de seuil du P-MOSFET du MCT étudié est de -2V . La caractéristique de transfert simulée a été ajustée pour avoir la même valeur de cette tension pour un MCT non irradié. L'IN crée des défauts de déplacement dans le silicium, le recuit ayant éliminé la majorité des défauts dans l'oxyde et à l'interface les tensions de seuil des transistors MOSFET ne sont pas affectées. L'évolution de la caractéristique de transfert simulée a été étudiée en fonction de la densité de défauts. De l'introduction des densités de défauts résulte une diminution du courant de saturation (Figure IV.25).

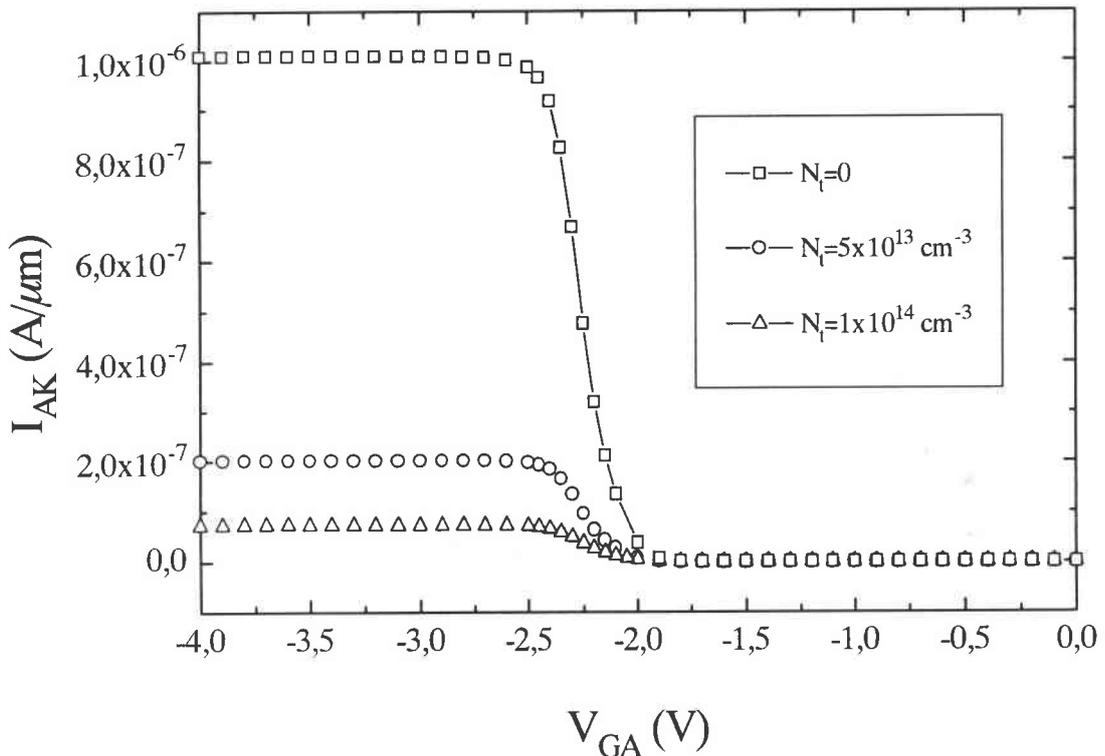


Figure IV.25 : Les caractéristiques $I_{AK}=f(V_{GA})$ simulées pour le MCT non irradié et pour le deux densités de pièges.

4.3.3.2 Simulation en dynamique

Le simulateur ATLAS permet d'étudier le comportement des composants simulés dans un circuit électrique simple : comprenant des résistances, des capacités et/ou des inductances. Ces éléments peuvent être ajoutés au niveau des électrodes. Le même circuit que celui utilisé pour les mesures expérimentales des temps de commutation (Figure III.8) a été réalisé pour la

simulation. Les valeurs des tensions de polarisation et de la résistance de charge ont été choisies pour avoir un courant commuté voisin de celui mesuré.

Pour un signal de grille appliqué (-3/+3V), la réponse simulée du courant est donnée sur la figure IV.26.

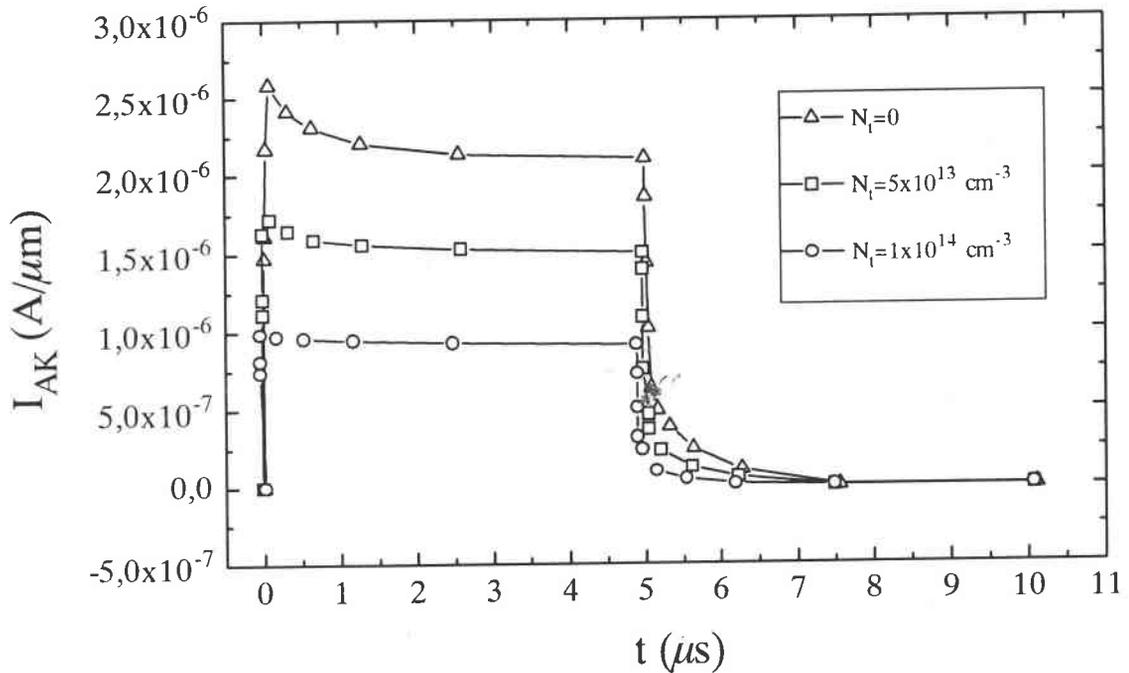


Figure IV.26 : Formes d’ondes simulées, en ouverture et en fermeture, pour le MCT non irradié et les deux densités de pièges simulées.

De la même manière qu’au chapitre III, nous avons extrait à partir des caractéristiques dynamiques simulées (Figure IV.26) les valeurs des temps d’ouverture et des durées de vie simulées. Ces valeurs sont regroupées avec celles mesurées dans le tableau IV.5.

	Non irradié		$N_t = 5 \times 10^{13} \text{ cm}^{-3}$		$N_t = 1 \times 10^{14} \text{ cm}^{-3}$	
	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée	Mesurée	Simulée
t_f (μs)	0,72	0,76	0,4	0,45	0,25	0,24
τ (ns)	400	400	200	225	120	130

Tableau IV.5 : Comparaison des valeurs, mesurées et simulées, du temps d’ouverture t_f et de la durée de vie τ .

Les évolutions de t_f et τ en fonction de la fluence ou de la densité de pièges obtenues sont données sur la figure IV.27. On y observe une amélioration de la vitesse de commutation en ouverture du MCT.

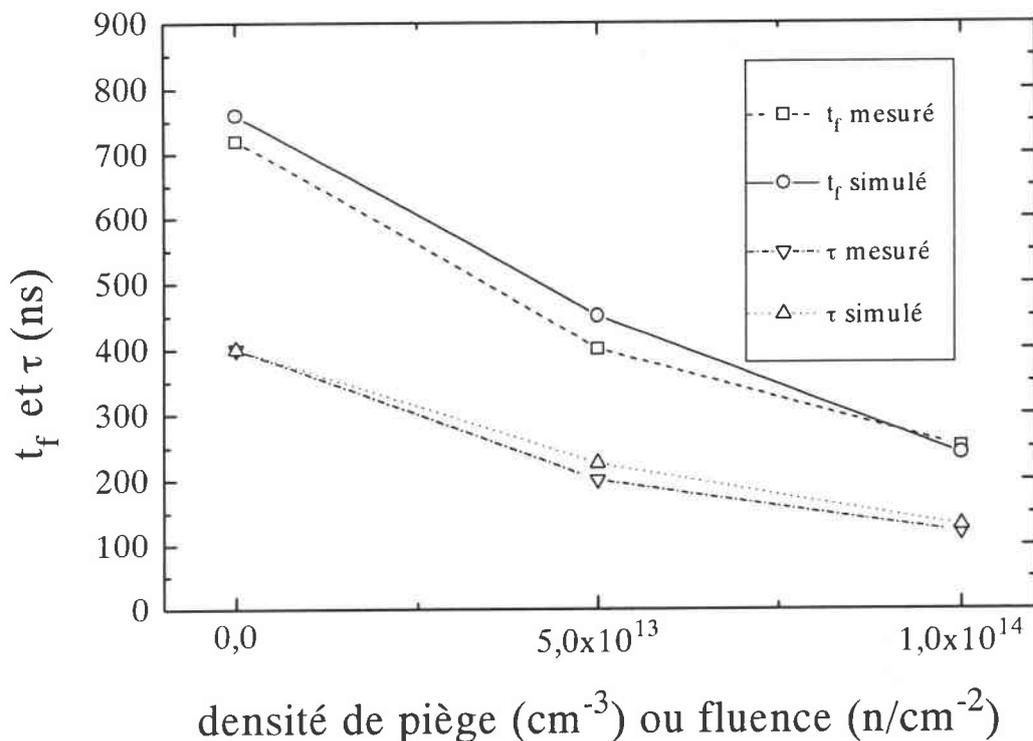


Figure IV.27 : Evolution du temps d'ouverture et de la durée de vie en fonction de la densité de défauts (simulation) et de la fluence (mesure).

La simulation permet de confirmer les hypothèses faites lors des mesures expérimentales. L'irradiation neutrons modifie le comportement électrique du MCT, les variations observées sont principalement imputables aux défauts introduits dans le volume du semiconducteur.

Conclusion

La simulation du MCT réalisée a permis de confirmer la méthode appliquée pour l'extraction de la tension de seuil du N-MOSFET. De plus une étude détaillée de l'influence des différentes couches constituant le MCT sur la caractéristique C-V a été présentée. La

simulation a permis également de mettre en évidence le rôle prédominant des défauts induits dans la structure du MCT. Ces défauts jouent un rôle important sur les caractéristiques statiques et dynamiques des ce composant.

L'irradiation neutrons introduisant deux effets antagonistes : une augmentation de la tension de déchet et une amélioration de la vitesse de commutation. Les défauts induits sont analysés après irradiation, cependant l'étude par simulation pourrait être poussée jusqu'à l'étude d'événement transitoire induits durant l'exposition.

CONCLUSION

Les composants de type MOS Controlled Thyristors sont des structures incluant à la fois des transistors bipolaires pour créer le thyristor mais également des MOSFETs de type P et N pour contrôler respectivement la mise en conduction (fermeture) et l'arrêt de celle-ci (ouverture). Ce composant est utilisé dans les applications de puissance et permet d'être utilisé comme un interrupteur dont la commande nécessite très peu de puissance. Ces composants peuvent être soumis à des milieux hostiles tels que des milieux radiatifs : spatial ou nucléaire. Leurs comportements électriques, statique et dynamique, se trouvent alors modifiés. Le travail présenté dans ce mémoire a été composé de quatre chapitres.

Le premier chapitre présente les différentes structures simples permettant de comprendre le fonctionnement du MCT. Les mécanismes de conduction sont présentés. Ils sont susceptibles d'être modifiés à la suite d'irradiation créant des défauts ionisants ou des défauts de déplacement. Ces structures de base sont les diodes, les transistors bipolaires, les thyristors, les structures VDMOSFETs et les IGBTs. Le modèle de conduction associé aux diodes, ou à des jonctions, est basé sur le modèle à double exponentielle et prend en compte les diverses pertes. Ce modèle a été utilisé par la suite pour analyser les défauts induits dans les divers composants étudiés. Cette analyse est basée sur une résolution par calcul numérique d'une équation implicite. L'étude des composants à commande isolée, plus particulièrement l'Insulated Gate Bipolar Transistor (IRGBC20S de chez International Rectifier) dont la structure présente un MOSFET et un bipolaire, est une bonne étape pour permettre celle des composants MCT. Deux types de MCT sont ensuite présentés : des MCT35P60F1 et des MCT65P100F2 de chez HARRIS Semiconductor. Le premier type a servi à réaliser une pré-étude, le second est celui qui a été irradié par des gammas et des neutrons par la suite. Leur structure multicellulaire ne présente pas de différences géométriques importantes. Cependant les conditions de verrouillage sont montrées comme étant totalement différentes.

Le second chapitre présente l'analyse du comportement électrique des MCTs suite à une irradiation ionisante (gamma). Ces particules sont connues pour créer des défauts dans les oxydes et au niveau des interfaces oxyde-semiconducteur. Des doses de 10 krad(Si), 100 krad(Si), 1 Mrad(Si) et 4 Mrad(Si) ont été réalisées. Une étude combinant des mesures capacitives et les caractéristiques de transfert en régime linéaire et en régime de conduction en saturation sous le seuil permet de déterminer la variation de la densité de charge piégée à l'interface et dans les oxydes dans le transistor P-MOSFET du MCT. Ces variations sont de l'ordre de $8 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ dans les oxydes et de $2 \times 10^{11} \text{ cm}^{-2}$ à l'interface. L'étude réalisée sur le P-MOSFET permet alors de réaliser celle du N-MOSFET. L'oxyde de grille est le même pour ces deux composants. L'analyse de ce transistor destiné à l'ouverture du composant n'est pas réalisable par des mesures directes de courant-tension. Elle est réalisée à partir d'une étude de la capacité entre grille et anode. La densité de défaut d'interface est alors du même ordre de grandeur que celui obtenu dans l'oxyde. L'analyse est également réalisée à travers l'étude de la jonction de cathode. Cette analyse montre la corrélation entre la variation de la résistance série de la jonction avec la densité de défauts induits par les irradiations gamma.

Le troisième chapitre est consacré à l'analyse de défauts induits par des neutrons issus du réacteur Prospero sur des jonctions, des IGBTs et des MCTs. Deux fluences ont été réalisées: $5 \times 10^{13} \text{ neutrons/cm}^2$ et $1 \times 10^{14} \text{ neutrons/cm}^2$. Deux types de diodes sont analysés : N^+P^- et N^-P^+ . Cette étude a permis d'observer le comportement électrique de ces structures de base suite à des défauts induits dans tout le volume du semiconducteur. Ce type de jonction se retrouvant dans le MCT.

L'analyse électrique des IGBTs a permis de différencier les effets dus à la partie ionisante de l'irradiation par rapport aux effets de déplacement. L'étude de la jonction base-émetteur a permis de mettre en évidence l'influence de ces deux effets sur le comportement électrique de l'IGBT. Un recuit a ensuite été réalisé pour minimiser les effets ionisants. L'étude en commutation a montré que le gain du transistor bipolaire NPN constituant l'IGBT est dégradé d'un facteur deux alors que le temps de fermeture est diminué d'un facteur 10 et que la durée de vie des porteurs minoritaires diminue de 15% pour la plus forte fluence.

L'analyse du comportement électrique des MCTs montre des variations de la caractéristique de transfert semblable à celle observée sur les IGBTs. De la même façon que précédemment les effets dus à la partie ionisante de l'irradiation sont mis en évidence. Par la suite un recuit est réalisé pour éliminer cet effet. Les évolutions de la caractéristique de sortie mettent en évidence l'effet de déplacement qui est analysé à travers l'étude de la jonction de cathode du

MCT. Les conditions de verrouillage de la structure sont nettement dégradées (0,9 V avant irradiation, 46 V après 5×10^{13} neutrons.cm⁻² et au delà de 100 V pour 10^{14} neutrons.cm⁻²), la caractéristique de sortie est également affectée. L'étude de la commutation sur ces composants montre une diminution de la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base du NPN, une nette dégradation de la conduction du transistor NPN alors que le PNP ne présente pas de variations significatives.

Afin de confirmer les hypothèses proposées sur la détermination de la tension de seuil du N-MOSFET à partir de mesures C(V) et du type de défauts induits dans le volume du MCT des simulations à partir de PISCES-SILVACO ont été réalisées. Les résultats issus de cette simulation sont présentés dans le chapitre 4. L'analyse de l'influence des différentes couches constituant le MCT sur les caractéristiques C(V) est présentée. Les résultats mettent clairement en évidence l'influence de ces différentes couches : overlap de l'oxyde de grille sur le drain du N-MOSFET, substrat P⁺ du N-MOSFET, substrat (N-well) du P-MOSFET, zone P-épi ainsi que l'influence des zones de charge d'espace existant entre ces jonctions.

Les effets induits par l'irradiation neutron ont été simulés en introduisant une densité de défaut de type accepteur à 0,36 eV en dessous de la bande de conduction et à 0,39 eV au dessus de la bande de valence du silicium. Ces défauts ont été introduits dans des diodes et dans la structure MCT simulées. Les dégradations simulées sur les caractéristiques I-V ou sur les mesures de commutation sont comparables à celles mesurées. La simulation permettant ainsi de valider les hypothèses faites sur le comportement électrique des défauts de déplacement induits par l'irradiation neutron.

L'ensemble de cette étude montre que, contrairement au composant de type IRGBC20S (IGBT) qui améliore ses temps de commutation après une irradiation créant des défauts de déplacement, les composants de type MCT65P100F2 (MCT) ont leur condition de fonctionnement totalement altérée et principalement la condition de verrouillage qui se produit pour des tensions beaucoup trop importantes.

Ce travail a permis les publications et les communications suivantes :

Publications

"DETERMINATION DE PARAMETRES ELECTRIQUES DES STRUCTURES MCT ET VDMOSFET",

A. HADDI, S. ABOUJJA, A. HOFFMANN, J.-P. CHARLES

RECENTS PROGRES EN GENIE DES PROCEDES, Vol. 12, No. 60, pp. 267-273, 1998.

"A SIMPLIFIED SPICE MODEL FOR IGBT",

A. HADDI, A. MAOUAD, O. ELMAZRIA, A. HOFFMANN and J.-P. CHARLES

ACTIVE AND PASSIVE ELECTRONIC COMPONENTS, Vol. 21, pp. 279-292, 1998.

Communications

"CORRELATION OF TOTAL DOSE AND GATE BIAS EFFECTS ON THE HEXFET BODY-DRAIN JUNCTION",

E. BLAMPAIN, A. HADDI, A. MAOUAD, A. HOFFMANN, J.-P. CHARLES and P. MIALHE

JOURNEES RADECS 97, 4^{ème} CONGRES EUROPEEN, CANNES, SEPT. 1997.

"NOUVELLE METHODE DE DETERMINATION DE DOPAGE DANS LE CANAL D'UN COMPOSANT DE PUISSANCE"

A. MAOUAD, A. KHOURY, O. ELMAZRIA, A. HADDI, A. HOFFMANN et J.-P. CHARLES

PREMIER COLLOQUE FRANCO-LIBANNAIS SUR LES SCIENCES DE MATERIAUX, OCT. 1996.

"EFFETS INDUITS PAR IRRADIAION NEUTRONS SUR DES COMPOSANTS DE TYPE MCT (MOS Controlled Thyristor)"

A. HADDI, A. HOFFMANN et J.-P. CHARLES

SEMINAIRE DE L'ECOLE DOCTORALE PROMEMA 1998, LE GENIE DE L'EXTREME.

"SIMULATION DES CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DU MCT A L'AIDE DU SIMULATEUR SPICE"

A. HADDI, A. HOFFMANN et J.-P. CHARLES

SEMINAIRE DE L'ECOLE DOCTORALE PROMEMA 1999, LA SIMULATION...dans tous ses états...

Bibliographie

[AJI97] J. S. Ajit "Theoretical and Experimental Characteristics of the Insulated-Gate Thyristor (IGTH)" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 44, No. 3, 1997.

[AZA98] B. Azais and al. "Neutron Induced Damage in Linear Integrated Circuits : Ionizing Effects Contribution" IEEE 4th European Conference on RADiation and its Effects on Components and Systems Proceedings, Cannes, (15-19 sept.) 1997.

[BAL77] B. J. Baliga and S. Krishna "Optimization of Recombination Levels and their Capture Cross-Section in Power Rectifiers and Thyristors" Solid-State Electronics, Vol. 20, pp. 225-232, 1977.

[BAL79] B. J. Baliga "Enhancement and Depletion Mode Vertical Channel MOS-Gated Thyristors" Electronics Lett., Vol. 15, pp. 645-647, 1979.

[BAL84] B. J. Baliga "Switching Speed Enhancement in Insulated Gate Transistors by Electrons Irradiation" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 31, pp. 1790-1795, 1984.

[BAL.Ad84] B. J. Baliga, M. S. Adler, P. V. Gray, R. Love, and N. Zommer "The Insulated Gate Transistor" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-31, pp. 821-828, 1984.

[BAL88] B. J. Baliga "Evolution of MOS-Bipolar Power Semiconductor Technology" Proc. IEEE Vol. 76, pp. 409-418, 1988.

[BAL.PWS95] B. J. Baliga "Power Semiconductor Devices" PWS Publishing company, 1995.

- [BAL96] B. J. Baliga "Trends in Power Semiconductor Devices" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 43, No. 10, 1996.
- [BAU91] F. Bauer, and al. "Design Aspects of MOS-Controlled Thyristor Elements : Technology, Simulation, and Experimental Results" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 38, No. 7, 1991.
- [BLA97_1] E. Blampain "Analyse et étude de transistors nLDDMOSFETs de technologie 1.2 μm , et des effets induits par irradiations" Thèse de doctorat, Université de Metz et Supélec, 1997.
- [BLA97_2] E. Blampain, A. Haddi, A. Maouad, A. Hoffmann, J.-P. Charles and P. Mialhe "Correlation of Total Dose and Gate Bias Effects on the HEXFET Body-Drain Junction" 4^{ème} Congrès Européen RADECS 97, Cannes France, 1997.
- [BOS92] B. K. Bose "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, 1992.
- [BOU99] T. Bouchet, S. Fourtine et M. C. Calvet "Evolution de la sensibilité de composants mémoires en altitude avion" 5^{ème} Congrès Européen RADECS 99, France, 13-17 sept. 1999.
- [BUC78] B. L. Buchanan, D. A. Neamen, and W. M. Shedd "SOS Device Radiation Effects and Hadening" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 25, No. 8, pp. 959-970, 1978.
- [CHA85] J.-P. Charles, I. Mekkaoui-Alaoui, G. Bordure and P. Mialhe "A Critical Study of the Effectiveness of the Single and Double Exponential Models" Solid-State Electronic, Vol. 28, 1985.
- [DAR86] Danielle Darees "Contribution à l'étude d'associations monolithiques de composants MOS et bipolaires : le thyristor à gâchette isolée" Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 1986.

- [ELM96] Omar Elmazria "Simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen de l'irradiation par électrons" Thèse de doctorat, Université de Metz et Supélec, 1996.
- [ESA97] Rapport de l'ESA-ESTEC "MISCELLANEOUS ANALYSIS REPORT NUMBER MI0637" MCTG35P60F1, HARRIS Semiconductor, 1997.
- [EVW76] A. O. Evwaray and E. Sun "Electron-irradiation-induced divacancy in lightly doped silicon" *Journal of Applied Physics*, Vol. 47, No. 9, pp. 3776-3780, 1976.
- [EVW77] A. O. Evwaray "Annealing of irradiation-induced defects in arsenic-doped silicon" *Journal of Applied Physics*, Vol. 48, No. 5, pp. 1840-1843, 1977.
- [FLE89] D. M. Fleetwood "Dual-transistor method to determine threshold-voltage shifts due to oxide-trapped charge and interface traps in metal-oxide-semiconductor devices" *Appl. Phys. Letters*, Vol. 55, No. 5, pp. 466-468, 1997.
- [FLO97] D. Flores, and al. "The IBMCT : A Novel MOS-Gated Thyristor Structure" *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 18, No. 1, 1997.
- [GAL84] K. F. Galloway, M. Gaitan and T. J. Russell "A Simple Model for Separating Interface and Oxide Charge Effects in MOS Device Characteristics" *IEEE Trans. on Nuclear Science*, Vol. NS-31, No. 6, 1984.
- [GRE73] B. L. Gregory and B. D. Shaffer "Latchup in CMOS Intergrated Circuits" *IEEE Trans. on Nuclear Science*, Vol. NS-20, 1973.
- [HAB99] P. Habas, S. Mileusnic and M. Zivanov "Split C-V Measurements : a new Approach to Characterize the Oxide Degradation in Power VDMOSFETs in Radiation Environment" 5^{ème} Congrès Européen RADECS 99, France, 13-17 sept. 1999.
- [HAD97] A. Haddi, S. Aboujja, A. Hoffmann et J.-P. Charles "Déterminatin de paramètres électriques des structures MCT et VDMOSFET" *RECENTS PROGRES EN GENIE DES PROCEDES*, Vol. 12, No. 60, 1998.

- [HAD98] A. Haddi, A. Maouad, O. Elmazria, A. Hoffmann and J.-P. Charles "A Simple Spice Model for IGBT" *Active and Passive Electronic Components*, Vol. 21, 1998.
- [HAJ96] Salma EL Hajjouji "Etude et mise en œuvre du MCT dans un interrupteur de courant" Thèse de doctorat, INSA de Lyon, 1996.
- [HAR98] T. Hardy, R. Murowinski, and M. J. Deen "Charge Transfer Efficiency in Proton Damaged CCD's" *IEEE Trans. on Nuclear Science*, Vol. 45, No. 2, pp. 154-163, 1998.
- [HOF93] A. Hoffmann "Etude de la conduction et du bruit de fond de structures MOS en vue de caractériser le durcissement de leur technologie" Thèse de doctorat, Université de Montpellier II, 1993.
- [KIM96] J. Kim et al. "Extraction of Lateral Device Parameters and Channel Doping Profile of Vertical Double-Diffused MOS Transistors" *Solid-State Electronics*, Vol. 39, No. 4, pp. 5541-546, 1996.
- [LAS90] T. Laska and G. Miller "A 2000V Non-Punchthrough IGBT with Dynamic Properties Like a 1000V IGBT" *IEDM Tech. Dig.*, pp. 807-810, 1990.
- [MA89] T. P. Ma and P. V. Dressendorfer "Ionizing Radiations Effects in MOS Devices and Circuits" New York, John Willey, 1989.
- [McW86] P. J. McWhorter and P. S. Winokur "Simple technique for separating the effects of interface traps and trapped oxide charge in metal-oxide-semiconductor transistors" *Appl. Physics Letters*, 48, pp. 133-134, 1986.
- [MES58] G. C. Messenger and J. P. Spratt "The Effects of Neutron Irradiation on Germanium and Silicon" *Proc. of the IRE*, pp. 1038-1044, 1958.
- [MES86] G. C. Messenger and M. S. Ash "The Effects of Radiation on Electronic Systems" New York, Van Nostrand Reinholds Company Inc, 1986.

- [MIA83] P. Mialhe et J. Charette "Experimental Analysis of I-V Characteristics of Solar Cells" *Am. J. Phys.* 51, pp. 68-70, 1983.
- [MOR94] J. M. Moragues, E. Ciantar, R. Jérision B. Sagnes and J. Oualid "Surface potentiel determination in metal-oxide-semiconductor capacitors" *Journal of Applied Physics*, Vol. 76, No. 9, pp. 5278-5287, 1994.
- [NAN91] M. Nandakumar, B. J. baliga, M. S. Shekar, S. Tandon, and A. Reismann "A New MOS-Gated Power Thyristor Structure with Turn-Off Achivied by Controlling the Base Resistance" *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 12, pp. 227-229, 1991.
- [NAN92] M. Nandakumar, and al. "Theoritical and Experimental Characteristics of the Base Resistance Controlled Thyristor (BRT)" *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 39, pp. 1983-1945, 1992.
- [NIC82] E. H. Nicollian and J. R. Brews "MOS Physics and Technology" John Wiley & Sons, New York, 1982.
- [RIS95] Goran Ristic et al. "P-channel metai-oxide-semiconductor dosimeter fading dependencies on gate bias and oxide thickness" *Appl. Physics Letters*, 66, pp. 88-89, 1995.
- [SAH57] C. T. Sah, R. N. Noyce and W. Shockley "Carrier Generation and Recombination in p-n Junction Characterisrics" *Proc. IRE*, 45, pp. 1228-1243, 1957.
- [SCH90] D. K. "Schroder Semiconductor Material end Device Characterization" Wiley Inter-Science, 1990.
- [SCH96] R. D. Schrimpf "Recent Advances in Understanding Total-Dose Effects in Bipolar Transistors" *IEEE Trans. On Nuclear Science*, Vol. 43, No. 3, pp. 787-796, 1996.

- [SHE91] M. S. Shekar, B. J. Baliga, M. Nandakumar, S. Tandon, and A. Reismann "Characteristics of the Emitter Switched Thyristor" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. 38, pp.1619-1623, 1991.
- [SHO49] W. Shockley "The Theory of p-n Junctions in Semiconductors and p-n Junction Transistors" Bell Syst. Tech. J., 28, 435, 1949.
- [SIL97] SILVACO International, ATLAS II, 2D Device Simulation Framework, User manual, 1997.
- [SRI97] S. Sridhar and B. J Baliga "Output Characteristics of the Dual Channel EST" Solid-State Electronics, Vol. 41, No. 8, pp. 1133-1138, 1997.
- [STR85] W. A. Strifler and B. J. Baliga "Comparison of Neutron and Electron Irradiation for Controlling IGT Switching Speed" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-32, No. 9, pp.1625-1632, 1985.
- [STO85] M. Stoisiak and H. Strack "MOS-GTO—A Turn-Off Thyristor with MOS-Controlled Emitter Shorts" IEDM Tech. Dig. , p. 158, 1985.
- [SZE85] S. M. Sze "Semiconductor Device, Physics and Technology" John Willey & Sons, 1985.
- [TEM84] V. A. K. Temple "MOS-Controlled Thyristors (MCT's)" IEDM Tech. Dig., p. 282, 1984.
- [TEM86] V. A. K. Temple "MOS-Controlled Thyristors - A New Class of Power Devices" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-33, No. 10, pp. 1609-1618, 1986.
- [TOK76] Y. Tokuda and A. Usami "Investigation of neutron-produced defects in silicon by transconductance measurements of JFETs" Journal of Applied Physics, Vol. 47, No. 11, pp. 4952-4959, 1976.

[TOK77] Y. Tokuda and A. Usami "Admittance studies of neutron-irradiated silicon p+n diodes" *Journal of Applied Physics*, Vol. 48, No. 4, pp. 1668-1672, 1977.

[TOK78] Y. Tokuda and A. Usami "Studies of annealing of neutron-produced defects in silicon by transconductance measurements of JFETs" *Journal of Applied Physics*, Vol. 49, No. 1, pp. 181-187, 1978.

[TOK.U78] Y. Tokuda and A. Usami "Studies of defects in neutron-irradiated p-type silicon by admittance measurements of diodes" *Journal of Applied Physics*, Vol. 49, No. 2, pp. 603-607, 1978.

[TOK81] Y. Tokuda and A. Usami "Comparison of Neutron and 2 MeV Electron Damage in N-Type Silicon by Deep-Level Transient Spectroscopy" *IEEE Trans. On Nuclear Science*, Vol. 28, No. 3, pp. 3564-3568, 1981.

[VAN93] J. Vanhellemont and al. "Generation and Annealing Behaviour of MeV Proton and 252 Cf Irradiation Induced Deep Levels in Silicon Diodes" *Congrès RADECS*, pp. 199-206, 1993.

DESCRIPTION DES PROGRAMMES DE SIMULATION

ANNEXE I

CONSTRUCTION DE LA MAILLE DU MCT

go atlas

TITLE : Définition du maillage et de la structure du MCT

Maillage

mesh nx = 25 ny = 60 outf = structure_mct.str

x.m n = 1 l = 0.0 r = 1.00

x.m n = 2 l = 2.0 r = 1.00

x.m n = 6 l = 3.0 r = 1.00

x.m n = 7 l = 4.0 r = 0.95

x.m n = 8 l = 5.5 r = 1.00

x.m n = 12 l = 6.5 r = 0.95

x.m n = 14 l = 8.0 r = 0.95

x.m n = 15 l = 11.5 r = 1.00

x.m n = 21 l = 12.5 r = 1.00

x.m n = 25 l = 15.0 r = 1.00

y.m n = 1 l = -0.07 r = 1.00

y.m n = 3 l = 0.0 r = 1.00

y.m n = 10 l = 0.7 r = 0.95

y.m n = 12 l = 1.1 r = 1.05

y.m n = 19 l = 1.6 r = 1.00

y.m n = 25 l = 4.0 r = 1.00

y.m n = 35 l = 5.5 r = 0.95

y.m n = 45 l = 7.0 r = 1.00

y.m n = 55 l = 8.0 r = 0.95

y.m n = 60 l = 8.5 r = 1.00

Régions

region num = 1 y.max = 0.0 oxide

region num = 2 y.min = 0.0 silicon

Electrodes

elec num = 1 right y.min = -0.07 length = 9.0 name = gate

elec num = 2 y.min = 0.0 y.max = 0.0 length = 5 name = anode

elec num = 3 bottom name = cathode

Dopages

doping uniform conc = 1.0e14 p.type

doping gauss conc = 4.0e16 n.type junc = 6 char = 1.25 peak = 2.4 x.r = 10

doping gauss conc = 9.3e19 p.type junc = 1.6 char = 0.3 peak = 0.55 x.r = 6

doping gauss conc = 1.0e20 n.type junc = 0.5 char = 0.1 peak = 0.15 x.min = 2.5 x.max = 6

doping gauss conc = 5.0e15 p.type char = 5.0 peak = 73

doping gauss conc = 1.0e19 n.type junc = 75 char = 3.5 peak = 85

A l'aide de l'outil de maillage automatique disponible dans DEVEDIT, la structure réalisée sera remaillée. La structure obtenue est sauvegardée pour servir de fichier d'entrée pour la simulation de toutes les caractéristiques.

SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE C-V ENTRE GRILLE ET ANODE DU MCT

TITLE : simulation du C-V entre grille et anode de la structure simulée

go atlas

Chargement de la structure remaillée automatiquement
 mesh inf = structure_mct.str master.in

Définitions des modèles choisis
 models analytic srh auger fldmob surfmob consrh
 models mos print
 material region = 2 taup0 = 5e-6 taun0 = 5e-6

Choix des méthodes de calcul
 method newton carrier = 2
 method trap

Définition du contact de grille et des charges d'interface
 contact name = gate n.polysilicon
 interf qf = 3e10

Calcul des points de la caractéristique C-V

initialisation au calcul
 solve init
 solve vgate = -5 local

définition du fichier de sauvegarde de données : "cv-mct.log"
 log outf = cv-mct.log master

résolution
 solve vstep = 0.2 vfinal = 5 name = gate ac freq = 1e6 aname = gate

SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE IAK-VGA DU MCT

TITLE : Simulation de la caractéristique de transfert de la structure simulée

go atlas

Chargement de la structure remaillée automatiquement
 mesh inf = structure_mct.str master.in

Définitions des modèles choisis
 models region = 2 analytic srh auger fldmob surfmob consrh fermidirac
 material region = 2 taup0 = 5e-6 taun0 = 5e-6

Définitions des pièges pour la simulation des effets de l'irradiation neutrons
 trap donor e.level = 0.39 density = 5e13 sign = 2e-14 sigp = 2e-14 degen = 1
 trap acceptor e.level = 0.36 density = 5e13 sign = 4e-14 sigp = 4e-14 degen = 1

Choix des méthodes de calcul
 method newton carrier = 2
 method autonr trap

Définition du contact de grille et des charges d'interface
 contact name = gate n.polysilicon
 interf qf = 3e10

caractéristique IAK-VGA

```

### initialisation de VKA
solve init
solve vcathode = -0.1
solve vcathode = -0.5
solve vcathode = -1 outf = vka-1

### calcul des points de la caractéristique IAK-VGA pour VKA = -1V
load inf = vka-1
log outf = iakvga-1.log master
solve vgate = 0.0 vstep = -0.1 vfinal = -2 name = gate
solve vstep = -0.05 vfinal = -2.5 name = gate
solve vstep = -0.1 vfinal = -4 name = gate

```

SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE IAK-VAK DU MCT

TITLE : Simulation du I-V entre anode et cathode de la structure simulée

go atlas

Chargement de la structure remaillée automatiquement
 mesh inf = structure_mct.str master.in

Définitions des modèles choisis
 models region = 2 analytic srh auger fldmob surfmob consrh fermidirac
 material region = 2 taup0 = 5e-6 taun0 = 5e-6

Définitions des pièges pour la simulation des effets de l'irradiation neutrons
 trap donor e.level = 0.39 density = 5e13 sign = 2e-14 sigp = 2e-14 degen = 1
 trap acceptor e.level = 0.36 density = 5e13 sign = 4e-14 sigp = 4e-14 degen = 1

Choix des méthodes de calcul
 method newton carrier = 2
 method autotr trap

Définition du contact de grille et des charges d'interface
 contact name = gate n.polysilicon
 interf qf = 3e10

caractéristique IAK-VAK

```

### initialisation de VGA
solve init
solve vgate = -0.1
solve vgate = -0.5
solve vgate = -1
solve vgate = -2
solve vgate = -3 outf = vga-3

### calcul des points de la caractéristique IAK-VAK pour VGA = -3V
load inf = vga-3
log outf = iakvak-3.log master
solve vcathode = 0.0 vstep = -0.05 vfinal = -4 name = cathode

```

ETUDE EN COMMUTATION

TITLE : Simulation de la caractéristique dynamique IAK = f(t)

go atlas

Chargement de la structure remaillée automatiquement

mesh inf = structure_mct.str master.in

Définitions des modèles choisis

models region = 2 analytic srh auger fldmob surfmob consrh fermidirac

material region = 2 taup0 = 5e-6 taun0 = 5e-6

Définitions des pièges pour la simulation des effets de l'irradiation neutrons

trap donor e.level = 0.39 density = 5e13 sign = 2e-14 sigp = 2e-14 degen = 1

trap acceptor e.level = 0.36 density = 5e13 sign = 4e-14 sigp = 4e-14 degen = 1

Choix des méthodes de calcul

method newton carrier = 2

method autotr trap

Définition du contact de grille et de cathode ainsi que des charges d'interface

contact name = gate n.polysilicon

contact name = cathode res = 1e4

interf qf = 3e10

Calcul de la solution initiale

solve init

solve vcathode = -1

solve vcathode = -2

solve vcathode = -3

solve vcathode = -4 outf = v-4

load inf = v-4

Fichier de sauvegarde de données

log outf = switch-mct.log master

Application d'une impulsion sur la grille

solve vgate = -3 ramptime = 5e-8 dt = 5e-9 tstop = 5e-6 name = gate

solve vgate = +3 ramptime = 5e-8 dt = 5e-9 tstop = 10e-6 name = gate

ANNEXE II

SIMULATION DE LA STRUCTURE DE LA DIODE

go atlas

mesh nx = 4 ny = 20 outf = diode.str master.in

x.m n = 1 l = 0.0 r = 1.0

x.m n = 4 l = 3.16 r = 1.0

y.m n = 1 l = 0.00 r = 1.0

y.m n = 15 l = 35.0 r = 1.0

y.m n = 20 l = 37.0 r = 1.0

region num = 1 silicon

elec num = 1 top name = cathode

elec num = 2 bottom name = anode

doping uniform conc = 1.0e14 n.type

doping gauss conc = 2.0e15 n.type char = 8

doping gauss conc = 1.0e16 p.type peak = 37 junc = 35

SIMULATION DE LA CARACTERISTIQUE DE LA DIODE

go atlas

mesh inf = diode.str master.in

models region = 1 srh conmob fldmob consrh auger bgn

material region = 1 taun0 = 5e-6 taup0 = 5e-6

trap donor e.level = 0.39 density = 2e13 sign = 2e-14 sigp = 2e-14 degen = 1

trap acceptor e.level = 0.36 density = 2e13 sign = 4e-14 sigp = 4e-14 degen = 1

method newton autotr trap

solve outf = idvd.log master

solve vanode = 0.0 vstep = 0.05 vfinal = 1.4 name = anode

ANNEXES III

HARRIS
Semiconductor

MCTG35P60F1

35A, 600V

P-Type MOS Controlled Thyristor (MCT)

April 1999

**PART WITHDRAWN
PROCESS OBSOLETE - NO NEW DESIGNS**

Features

- 35A, -600V
- $V_{TM} = -1.3V$ (Maximum) at $I = 35A$ and $+150^{\circ}C$
- 800A Surge Current Capability
- 800A/ μs di/dt Capability
- MOS Insulated Gate Control
- 50A Gate Turn-Off Capability at $+150^{\circ}C$

Description

The MCT is an MOS Controlled Thyristor designed for switching currents on and off by negative and positive pulsed control of an insulated MOS gate. It is designed for use in motor controls, inverters, line switches and other power switching applications.

The MCT is especially suited for resonant (zero voltage or zero current switching) applications. The SCR like forward drop greatly reduces conduction power loss.

MCTs allow the control of high power circuits with very small amounts of input energy. They feature the high peak current capability common to SCR type thyristors, and operate at junction temperatures up to $+150^{\circ}C$ with active switching.

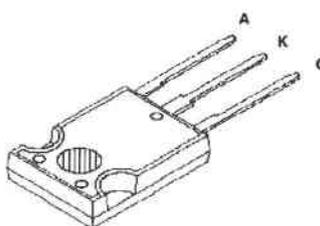
PART NUMBER INFORMATION

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MCTG35P60F1	TO-247	M35P60F1

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Package

JEDEC STYLE TO-247



Symbol



Absolute Maximum Ratings

 $T_C = +25^{\circ}C$, Unless Otherwise Specified

	MCTG35P60F1	UNITS
Peak Off-State Voltage (See Figure 11)	V_{DRM} -600	V
Peak Reverse Voltage	V_{RRM} +5	V
Continuous Cathode Current (See Figure 2)		
$T_C = +25^{\circ}C$ (Package Limited)	I_{K25} 60	A
$T_C = +115^{\circ}C$	I_{K115} 35	A
Non-Repetitive Peak Cathode Current (Note 1)	I_{KSM} 800	A
Peak Controllable Current (See Figure 10)	I_{KC} 50	A
Gate-Anode Voltage (Continuous)	V_{GA} ± 20	V
Gate-Anode Voltage (Peak)	V_{GAM} ± 25	V
Rate of Change of Voltage	dv/dt See Figure 11	
Rate of Change of Current	di/dt 800	A/ μs
Maximum Power Dissipation	P_T 178	W
Linear Derating Factor	1.43	W/ $^{\circ}C$
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG} -55 to +150	$^{\circ}C$
Maximum Lead Temperature for Soldering (0.063" (1.6mm) from case for 10s)	T_L 260	$^{\circ}C$

NOTE:

1. Maximum Pulse Width of 250 μs (Half Sine) Assume T_J (Initial) = $+90^{\circ}C$ and T_J (Final) = T_J (Max) = $+150^{\circ}C$

Specifications MCTG35P60F1

Electrical Specifications $T_C = +25^\circ\text{C}$. Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Peak Off-State Blocking Current	I_{DRM}	$V_{KA} = -600\text{V}$, $V_{GA} = +18\text{V}$	$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.5	mA
			$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	50	μA
Peak Reverse Blocking Current	I_{RRM}	$V_{KA} = +5\text{V}$, $V_{GA} = +18\text{V}$	$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	2	mA
			$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	50	μA
On-State Voltage	V_{TM}	$I_K = I_{K115}$, $V_{GA} = -10\text{V}$	$T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.35	V
			$T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	1.4	V
Gate-Anode Leakage Current	I_{GAS}	$V_{GA} = \pm 20\text{V}$	-	-	100	nA	
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{KA} = -20\text{V}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$ $V_{GA} = +18\text{V}$	-	5	-	nF	
Current Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$L = 200\mu\text{H}$, $I_K = I_{K115}$ $R_G = 1\Omega$, $V_{GA} = +18\text{V}$, -7V $T_J = +125^\circ\text{C}$ $V_{KA} = -300\text{V}$	-	140	-	ns	
Current Rise Time	t_{RI}		-	180	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	640	-	ns	
Current Fall Time	t_{FI}		-	1.1	1.4	μs	
Turn-Off Energy	E_{OFF}		-	5.6	-	mJ	
Thermal Resistance	$R_{\theta JC}$		-	-	0.6	0.7	$^\circ\text{C/W}$

Typical Performance Curves

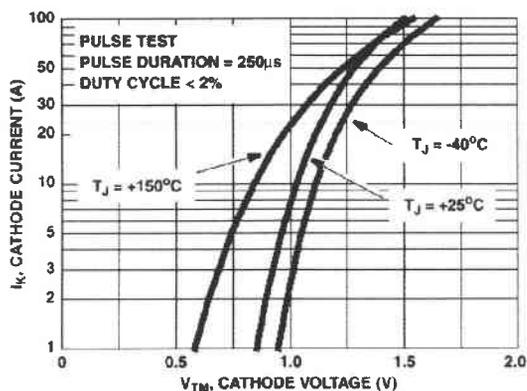


FIGURE 1. CATHODE CURRENT vs SATURATION VOLTAGE (TYPICAL)

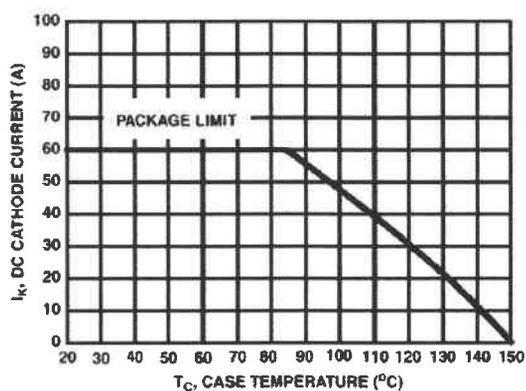


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS CATHODE CURRENT

MCTG35P60F1

Typical Performance Curves (Continued)

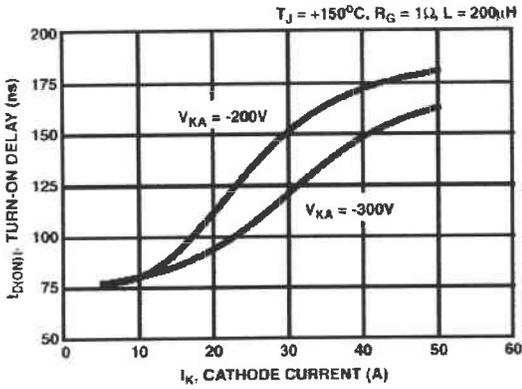


FIGURE 3. TURN-ON DELAY vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

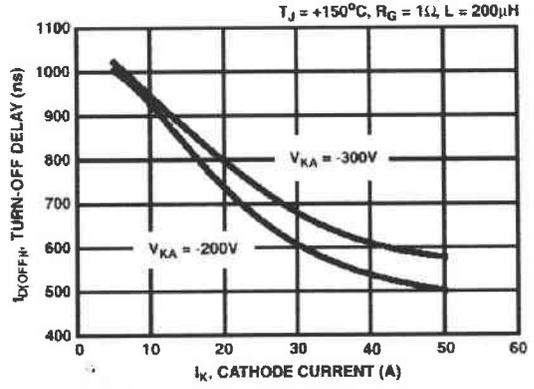


FIGURE 4. TURN-OFF DELAY vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

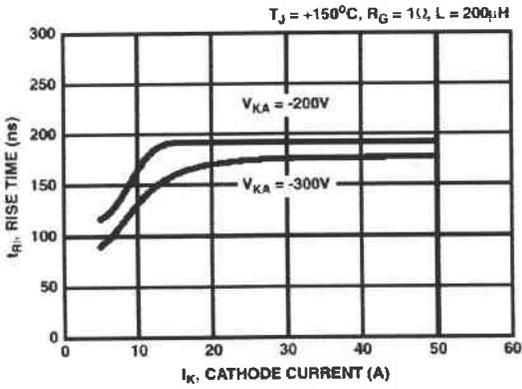


FIGURE 5. TURN-ON RISE TIME vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

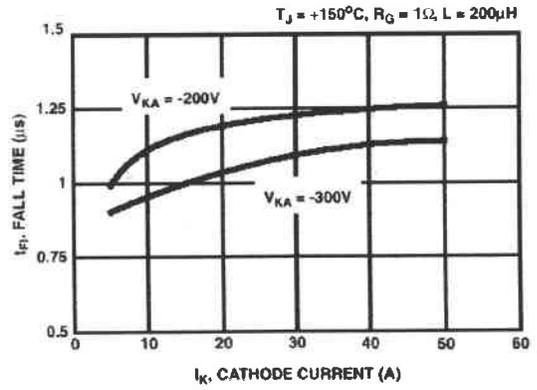


FIGURE 6. TURN-OFF FALL TIME vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

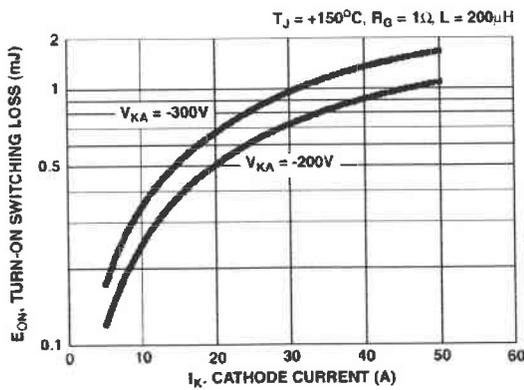


FIGURE 7. TURN-ON ENERGY LOSS vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

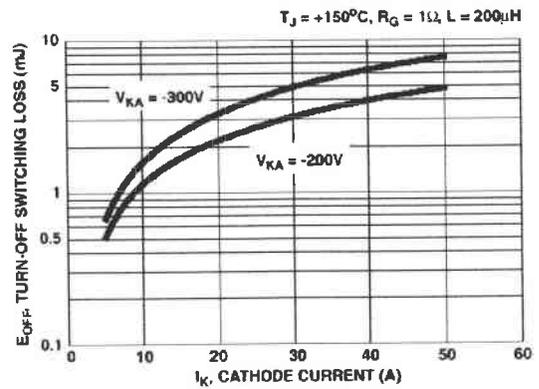


FIGURE 8. TURN-OFF ENERGY LOSS vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

MCTG35P60F1

Typical Performance Curves (Continued)

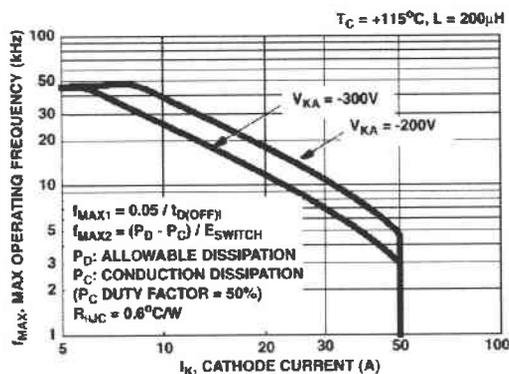


FIGURE 9. OPERATING FREQUENCY vs CATHODE CURRENT (TYPICAL)

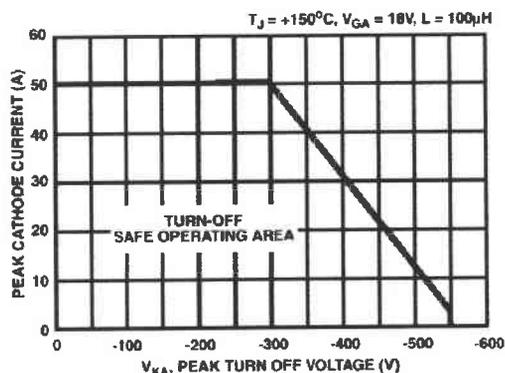


FIGURE 10. TURN-OFF CAPABILITY vs ANODE-CATHODE VOLTAGE

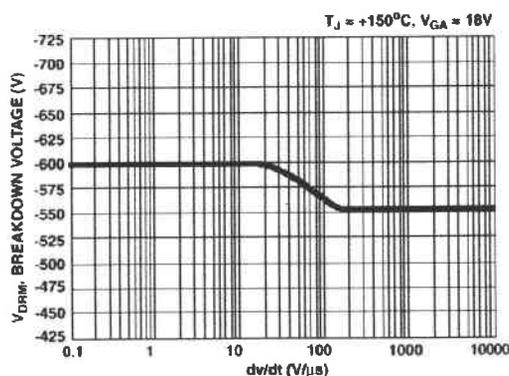


FIGURE 11. BLOCKING VOLTAGE vs dv/dt

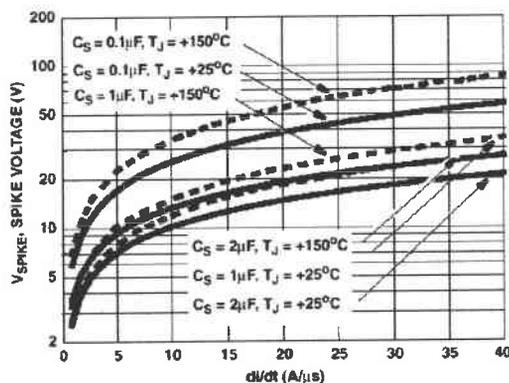


FIGURE 12. SPIKE VOLTAGE vs dv/dt (TYPICAL)

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 9) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs cathode current (I_{AK}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figure 3 to Figure 8. The operating frequency plot (Figure 9) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} whichever is lower at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05 / (t_{D(ON)} + t_{D(OFF)})$. $t_{D(ON)}$ + $t_{D(OFF)}$ deadtime (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_{D(ON)}$ is defined as the 10% point of the leading edge of the input pulse and the point where the cathode current rises to 10% of its maximum value. $t_{D(OFF)}$ is defined as the 90% point of the trailing edge of the input pulse and the point where the cathode current falls to 90% of

its maximum value. Device delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JMAX} . $t_{D(OFF)}$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{ON} + E_{OFF})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JMAX} - T_C) / R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D . A 50% duty factor was used (Figure 10) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{AK} \cdot I_{AK}) / (\text{duty factor}/100)$. E_{ON} is defined as the sum of the instantaneous power loss starting at the leading edge of the input pulse and ending at the point where the anode-cathode voltage equals saturation voltage ($V_{AK} = V_{TM}$). E_{OFF} is defined as the sum of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the cathode current equals zero ($I_K = 0$).

MCTG35P60F1

Test Circuits

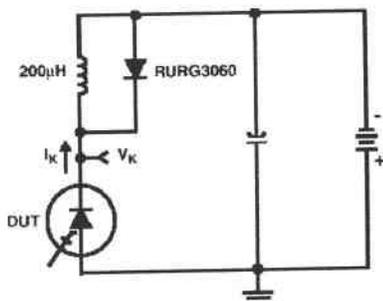


FIGURE 13. SWITCHING TEST CIRCUIT

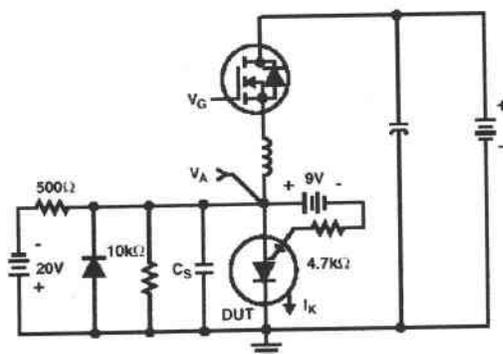
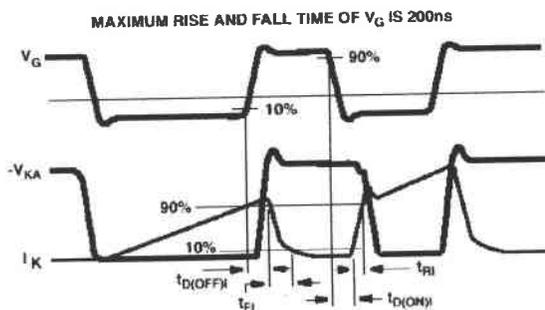
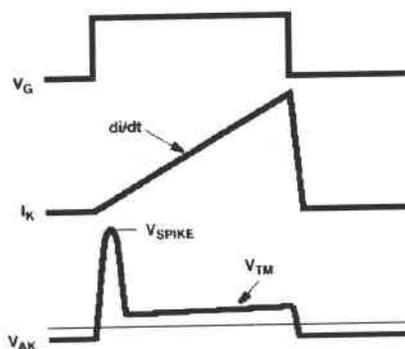
FIGURE 14. V_{SPIKE} TEST CIRCUIT

FIGURE 15. SWITCHING TEST WAVEFORMS

FIGURE 16. V_{SPIKE} TEST WAVEFORMS

Handling Precautions for MCTs

MOS Controlled Thyristors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. MCT's can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as "ECCOSORB LD26" or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.

4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.

5. Gate Voltage Rating - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GA} . Exceeding the rated V_{GA} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.

6. Gate Termination - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.

7. Gate Protection - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to emitter. If gate protection is required an external zener is recommended.

† Trademark Emerson and Cumming, Inc.



**PART WITHDRAWN
PROCESS OBSOLETE - NO NEW DESIGNS**

April 1999

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

**65A, 1000V, P-Type
MOS-Controlled Thyristor (MCT)**

Features

- 65A, -1000V
- $V_{TM} = -1.4V$ (Max) at $I = 65A$ and $150^{\circ}C$
- 2000A Surge Current Capability
- 2000A/ μs di/dt Capability
- MOS Insulated Gate Control
- 100A Gate Turn-Off Capability at $150^{\circ}C$

Part Number Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MCT3A65P100F2	TO-247	M65P100F2
MCT3D65P100F2	MO-093AA	M65P100F2

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Description

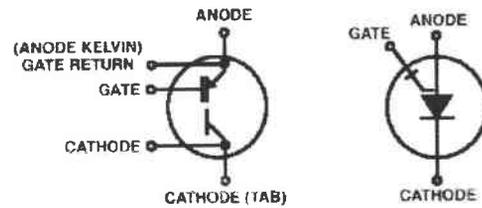
The MCT is an MOS Controlled Thyristor designed for switching currents on and off by negative and positive pulsed control of an insulated MOS gate. It is designed for use in motor controls, inverters, line switches, and other power switching applications.

The MCT is especially suited for resonant (zero voltage or zero current switching) applications. The SCR like forward drop greatly reduces conduction power loss.

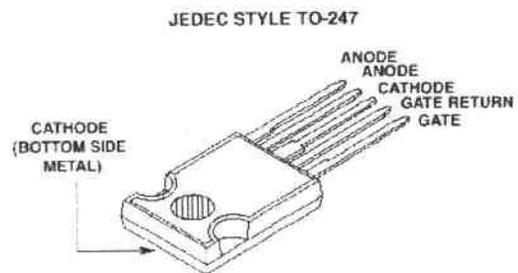
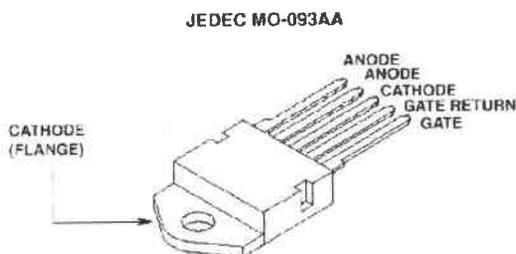
MCTs allow the control of high power circuits with very small amounts of input energy. They feature the high peak current capability common to SCR type thyristors, and operate at junction temperatures up to $150^{\circ}C$ with active switching.

Formerly developmental type TA49226.

Symbols



Packaging



MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	MCT3A65P100F2 MCT3D65P100F2	UNITS
Peak Off-State Voltage	V_{DRM}	-1000 V
Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	5 V
Continuous Cathode Current		
At $T_C = 25^\circ\text{C}$ (Package Limited)	I_{K25}	85 A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$	I_{K110}	65 A
Non-repetitive Peak Cathode Current (Note 1)	I_{KSM}	2000 A
Peak Controllable Current	I_{KC}	100 A
Gate to Anode Voltage (Continuous)	V_{GA}	-15 V
Gate to Anode Voltage (Peak)	V_{GA}	± 20 V
Rate of Change of Voltage	dv/dt	Figure 11
Rate of Change of Current	di/dt	2000 A/ μs
Maximum Power Dissipation	P_T	290 W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$		2.32 W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{STG}	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300 $^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTES:

- Maximum Pulse Width of 200 μs (Half Sine). Assume $T_J(\text{Initial}) = 90^\circ\text{C}$ and $T_J(\text{Final}) = T_J(\text{Max}) = 150^\circ\text{C}$.

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Peak Off-State Blocking Current	I_{DRM}	$V_{\text{KA}} = -1000\text{V}$ $V_{\text{GA}} = 15\text{V}$	$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	3	mA
			$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	100	μA
Peak Reverse Blocking Current	I_{RRM}	$V_{\text{K}} = 5\text{V}$ $V_{\text{GA}} = 15\text{V}$	$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	4	mA
			$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	-	100	μA
On-State Voltage	V_{TM}	$I_{\text{K}} = I_{\text{K110}}$ $V_{\text{GA}} = -10\text{V}$	$T_C = 150^\circ\text{C}$	-	1.25	1.4	V
			$T_C = 25^\circ\text{C}$	-	1.35	1.5	V
Gate to Anode Leakage Current	I_{GAS}	$V_{\text{GA}} = \pm 20\text{V}$	-	-	200	nA	
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{\text{GA}} = 15\text{V}$, $V_{\text{KA}} = -20\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$	-	12	-	nF	
Current Turn-On Delay Time	$t_{\text{d(ON)I}}$	$T_C = 150^\circ\text{C}$ $L = 200\mu\text{H}$ $I_{\text{K}} = I_{\text{K110}} = 65\text{A}$ $V_{\text{KA}} = -400\text{V}$ $V_{\text{GA}} = 15\text{V}/-10\text{V}$ $R_{\text{G}} = 2.2\Omega$ Test Circuit (Figure 13)	-	125	-	ns	
Current Rise Time	t_r		-	70	-	ns	
Current Turn-Off Delay Time	$t_{\text{d(OFF)I}}$		-	770	-	ns	
Current Fall Time	t_f		-	1000	1400	ns	
Turn-On Energy	E_{ON}		-	2.8	-	nJ	
Turn-Off Energy (Note 2)	E_{OFF}		-	15	-	nJ	
Thermal Resistance Junction To Case	R_{thJC}			-	-	0.43	$^\circ\text{C/W}$

NOTE:

- Turn-Off Energy Loss (E_{OFF}) is defined as the integral of the instantaneous power loss starting at the trailing edge of the input pulse and ending at the point where the cathode current equals zero ($i_{\text{K}} = 0\text{A}$). All devices were tested per JEDEC Standard No. 24-1 Method for Measurement of Power Device Turn-Off Switching Loss. This test method produces the true total Turn-Off Energy Loss. Turn-On losses include losses due to diode recovery.

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

Typical Performance Curves (Unless Otherwise Specified)

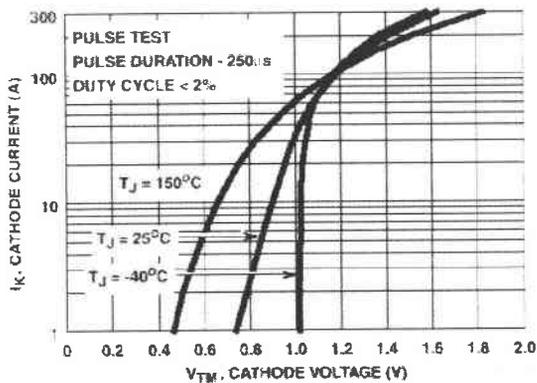


FIGURE 1. CATHODE CURRENT vs SATURATION VOLTAGE

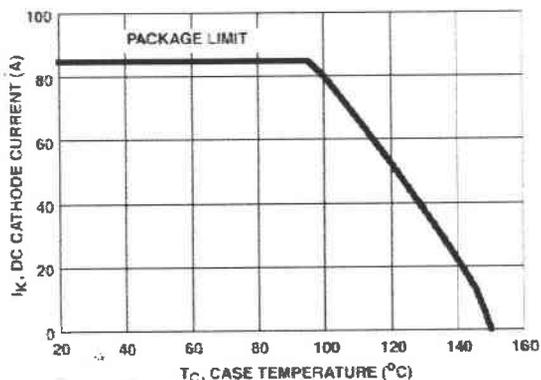


FIGURE 2. DC CATHODE CURRENT vs CASE TEMPERATURE

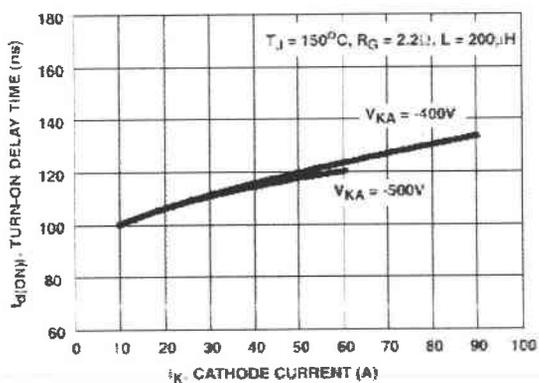


FIGURE 3. TURN-ON DELAY TIME vs CATHODE CURRENT

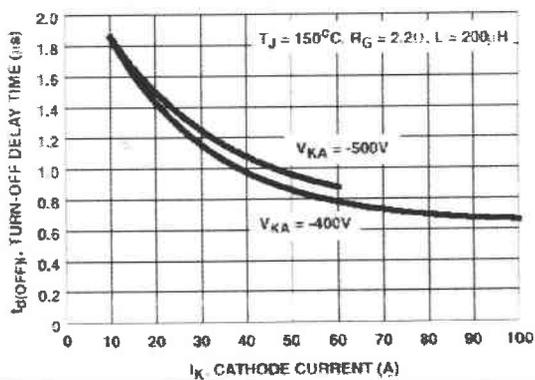


FIGURE 4. TURN-OFF DELAY TIME vs CATHODE CURRENT

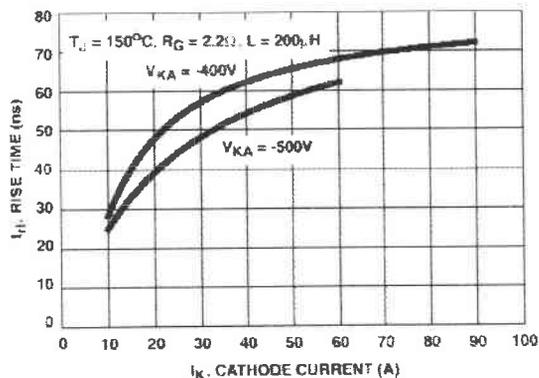


FIGURE 5. TURN-ON RISE TIME vs CATHODE CURRENT

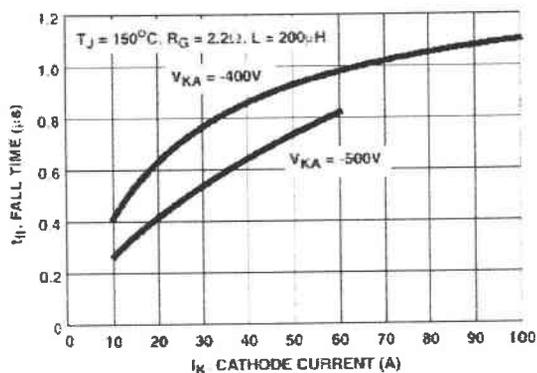


FIGURE 6. TURN-OFF FALL TIME vs CATHODE CURRENT

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

Typical Performance Curves (Unless Otherwise Specified) (Continued)

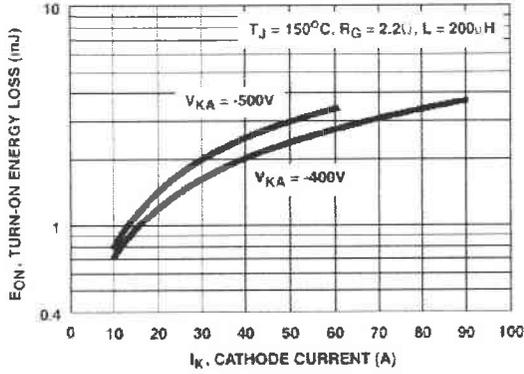


FIGURE 7. TURN-ON ENERGY LOSS vs CATHODE CURRENT

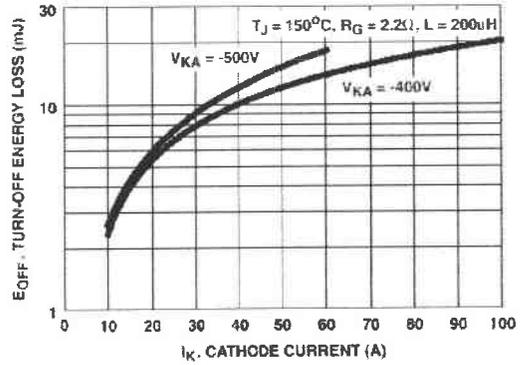


FIGURE 8. TURN-OFF ENERGY LOSS vs CATHODE CURRENT

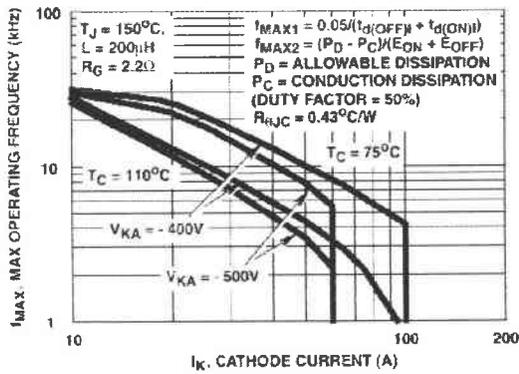


FIGURE 9. OPERATING FREQUENCY vs CATHODE CURRENT

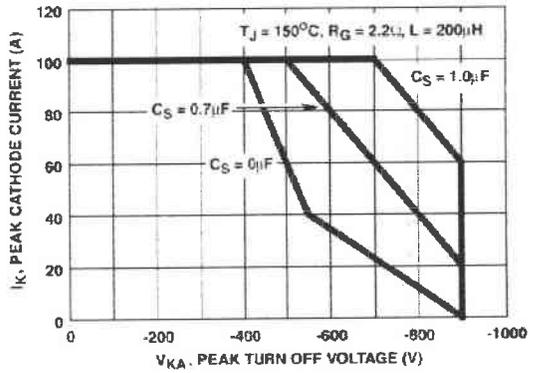


FIGURE 10. TURN-OFF CAPABILITY vs ANODE TO CATHODE VOLTAGE

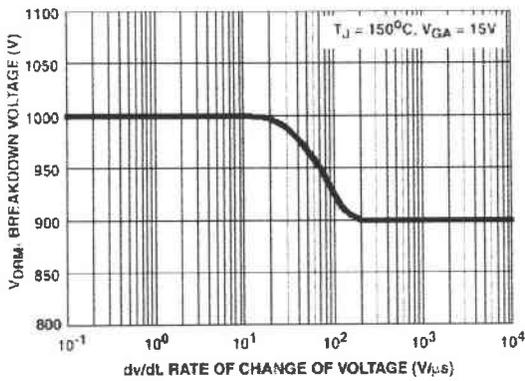


FIGURE 11. BLOCKING VOLTAGE vs RATE OF CHANGE OF VOLTAGE

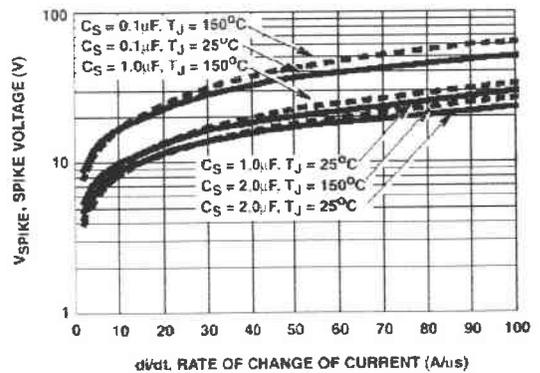


FIGURE 12. SPIKE VOLTAGE vs RATE OF CHANGE OF CURRENT

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

Test Circuits and Waveforms

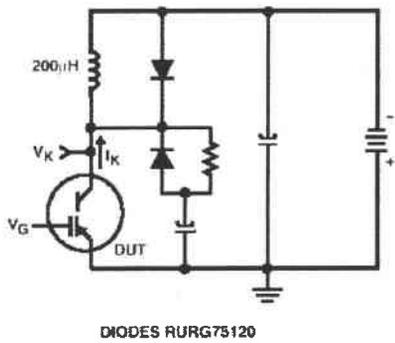


FIGURE 13. INDUCTIVE SWITCHING TEST CIRCUIT

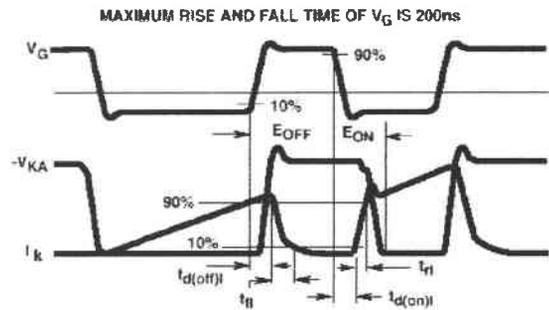


FIGURE 14. SWITCHING TEST WAVEFORMS

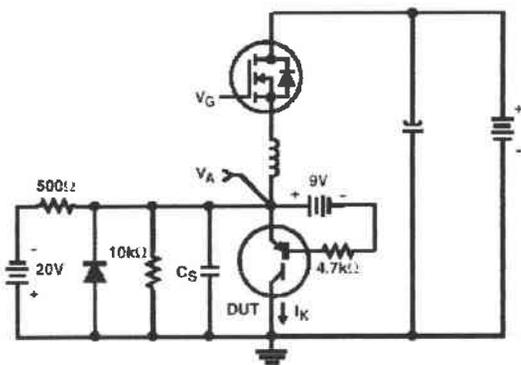


FIGURE 15. V_{SPIKE} TEST CIRCUIT

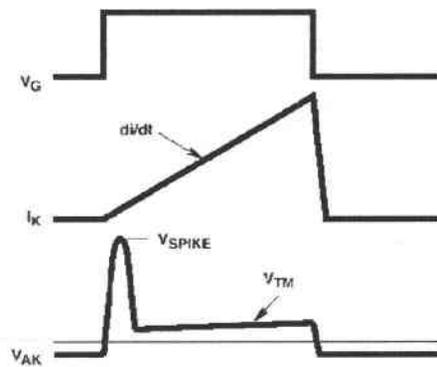


FIGURE 16. V_{SPIKE} TEST WAVEFORMS

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

Handling Precautions for MCTs

MOS Controlled Thyristors are susceptible to gate-insulation damage by the electrostatic discharge of energy through the devices. When handling these devices, care should be exercised to assure that the static charge built in the handler's body capacitance is not discharged through the device. MCTs can be handled safely if the following basic precautions are taken:

1. Prior to assembly into a circuit, all leads should be kept shorted together either by the use of metal shorting springs or by the insertion into conductive material such as ECCOSORBTM LD26[®] or equivalent.
2. When devices are removed by hand from their carriers, the hand being used should be grounded by any suitable means - for example, with a metallic wristband.
3. Tips of soldering irons should be grounded.
4. Devices should never be inserted into or removed from circuits with power on.
5. **Gate Voltage Rating** - Never exceed the gate-voltage rating of V_{GAM} . Exceeding the rated V_{GA} can result in permanent damage to the oxide layer in the gate region.
6. **Gate Termination** - The gates of these devices are essentially capacitors. Circuits that leave the gate open-circuited or floating should be avoided. These conditions can result in turn-on of the device due to voltage buildup on the input capacitor due to leakage currents or pickup.
7. **Gate Protection** - These devices do not have an internal monolithic zener diode from gate to anode. If gate protection is required an external zener is recommended.

Operating Frequency Information

Operating frequency information for a typical device (Figure 9) is presented as a guide for estimating device performance for a specific application. Other typical frequency vs cathode current (I_{AK}) plots are possible using the information shown for a typical unit in Figures 3 to 8. The operating frequency plot (Figure 9) of a typical device shows f_{MAX1} or f_{MAX2} whichever is smaller at each point. The information is based on measurements of a typical device and is bounded by the maximum rated junction temperature.

f_{MAX1} is defined by $f_{MAX1} = 0.05 / (t_{d(OFF)} + t_{d(ON)})$. Dead-time (the denominator) has been arbitrarily held to 10% of the on-state time for a 50% duty factor. Other definitions are possible. $t_{d(OFF)}$ and $t_{d(ON)}$ are defined in Figure 14. Device turn-off delay can establish an additional frequency limiting condition for an application other than T_{JMAX} . $t_{d(OFF)}$ is important when controlling output ripple under a lightly loaded condition.

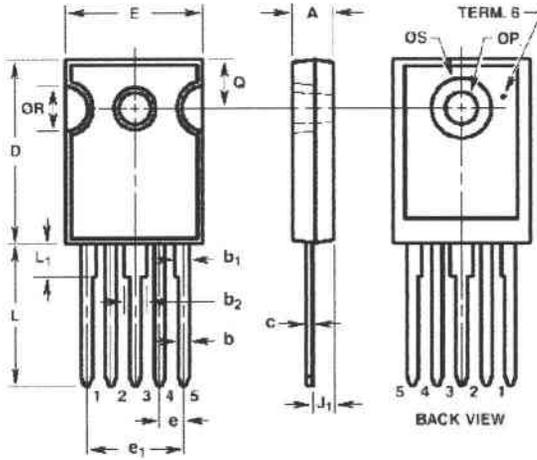
f_{MAX2} is defined by $f_{MAX2} = (P_D - P_C) / (E_{OFF} + E_{ON})$. The allowable dissipation (P_D) is defined by $P_D = (T_{JMAX} - T_C) / R_{\theta JC}$. The sum of device switching and conduction losses must not exceed P_D . A 50% duty factor was used (Figure 9) and the conduction losses (P_C) are approximated by $P_C = (V_{AK} \times I_{AK}) / 2$.

E_{ON} and E_{OFF} are defined in the switching waveforms shown in Figure 14. E_{ON} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{AK} \times V_{AK}$) during turn-on and E_{OFF} is the integral of the instantaneous power loss ($I_{AK} \times V_{AK}$) during turn-off. All tail losses are included in the calculation for E_{OFF} ; i.e. the cathode current equals zero ($I_K = 0$).

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

TO-247

5 LEAD JEDEC STYLE TO-247 PLASTIC PACKAGE



LEAD 1 - GATE
 LEAD 2 - GATE RETURN
 LEAD 3 - CATHODE
 LEAD 4 - ANODE
 LEAD 5 - ANODE
 TERM. 6 - CATHODE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.180	0.190	4.58	4.82	-
b	0.046	0.051	1.17	1.29	2, 3
b ₁	0.060	0.070	1.53	1.77	1, 2
b ₂	0.095	0.105	2.42	2.66	1, 2
c	0.020	0.026	0.51	0.66	1, 2, 3
D	0.800	0.820	20.32	20.82	-
E	0.605	0.625	15.37	15.87	-
e	0.110 TYP		2.79 TYP		4
e ₁	0.438 BSC		11.12 BSC		4
J ₁	0.090	0.105	2.29	2.66	5
L	0.620	0.640	15.75	16.25	-
L ₁	0.145	0.155	3.69	3.93	1
OP	0.138	0.144	3.51	3.65	-
OR	0.195	0.205	4.96	5.20	-
OS	0.260	0.270	6.61	6.85	-

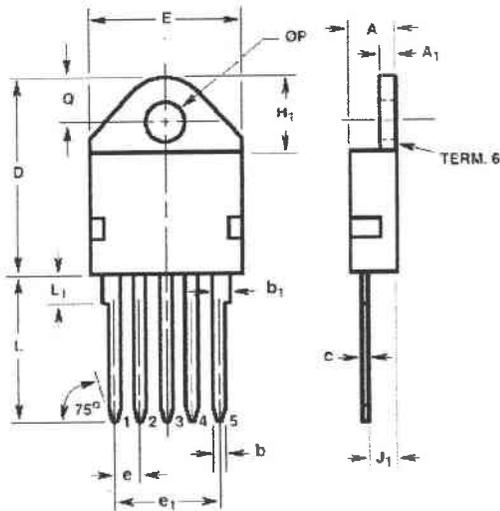
NOTES:

- Lead dimension and finish uncontrolled in L₁.
- Lead dimension (without solder).
- Add typically 0.002 inches (0.05mm) for solder coating.
- Position of lead to be measured 0.250 inches (6.35mm) from bottom of dimension D.
- Position of lead to be measured 0.100 inches (2.54mm) from bottom of dimension D.
- Controlling dimension: Inch.
- Revision 1 dated 1-93.

MCT3A65P100F2, MCT3D65P100F2

MO-093AA

5 LEAD JEDEC MO-093AA PLASTIC PACKAGE



LEAD 1 - GATE
 LEAD 2 - GATE RETURN
 LEAD 3 - CATHODE
 LEAD 4 - ANODE
 LEAD 5 - ANODE
 TERM. 6 - CATHODE

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	0.185	0.195	4.70	4.95	-
A ₁	0.058	0.062	1.48	1.57	-
b	0.049	0.053	1.25	1.34	3, 4, 5
b ₁	0.070	0.080	1.78	2.03	3, 4
c	0.018	0.022	0.46	0.55	3, 4, 5
D	0.800	0.820	20.32	20.82	-
E	0.615	0.625	15.63	15.87	2
e	0.110 TYP		2.80 TYP		7
e ₁	0.438 BSC		11.12 BSC		7
H ₁	-	0.330	-	8.38	-
J ₁	0.115	0.125	2.93	3.17	8
L	0.575	0.600	14.61	15.24	-
L ₁	-	0.130	-	3.30	3
OP	0.159	0.163	4.04	4.14	-
Q	0.176	0.186	4.48	4.72	2

NOTES:

- These dimensions are within allowable dimensions of Rev. A of JEDEC MO-093AA outline dated 2-90.
- Tab outline optional within boundaries of dimensions E and Q.
- Lead dimension and finish uncontrolled in L₁.
- Lead dimension (without solder).
- Add typically 0.002 inches (0.05mm) for solder coating.
- Maximum radius of 0.050 inches (1.27mm) on all body edges and corners.
- Position of lead to be measured 0.250 inches (6.35mm) from bottom of dimension D.
- Position of lead to be measured 0.100 inches (2.54mm) from bottom of dimension D.
- Controlling dimension. Inch.
- Revision 1 dated 1-93.

ANALYSE DES DEFAUTS INDUITS PAR IRRADIATIONS IONISANTE ET A EFFETS DE DEPLACEMENT DANS DES STRUCTURES MCT (MOS Controlled Thyristor) A PARTIR DE MESURES ELECTRIQUES ET PAR SIMULATION

Le MCT (MOS Controlled Thyristor) et l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sont des composants hybrides associant les avantages d'un MOS (facilité de commande et rapidité en commutation) et ceux d'une structure bipolaire (faible tension de déchet et un pouvoir de commuter de forts courants). Ils se trouvent en compétition dans les applications de puissance. Ces applications couvrent les domaines industriels dans des environnements radiatifs (spatiaux ou nucléaires), ce qui demande une caractérisation spécifique. Deux types d'effets des irradiations sur les composants électroniques sont à considérer : l'effet d'ionisation et l'effet de déplacement d'atomes. Le travail développé dans ce mémoire a pour but de pousser l'étude et l'analyse des effets induits par des irradiations ionisantes (gamma) et à effets de déplacement (neutrons) dans le composant MCT. Afin de bien comprendre les dégradations induites dans la structure du MCT une pré-étude sur l'IGBT est réalisée. Des mesures électriques et la simulation 2D sont effectuées afin d'évaluer ces dégradations. Ainsi l'évolution des paramètres physiques et électriques a été suivie en fonction de la dose (ou fluence) et du type d'irradiation. Une modélisation de la structure du MCT et des phénomènes physiques et électriques gouvernant son comportement électrique en utilisant le simulateur de dispositifs 2D-ATLAS (version PISCES de SILVACO) est réalisée. Cette structure va servir à la simulation et l'analyse des mesures capacité-tension entre grille et anode du MCT, ceci afin de bien montrer le rôle joué par chacune des couches du MCT. La simulation des effets induits par irradiation neutrons est effectuée en introduisant des défauts dans toute la structure simulée. L'objectif de cette simulation étant de valider les hypothèses proposées lors des études électriques.

Mots clés : Jonction, VDMOSFET, IGBT, MCT, Caractérisation, Effet thyristor, Irradiation gamma, Irradiation neutron, Simulation 2D, ATLAS-PISCES.

ANALYSIS OF DEFECTS INDUCED BY IONIZING AND DISPLACEMENT RADIATIONS THROUGH ELECTRICAL MEASUREMENTS AND SIMULATION IN MCT (MOS Controlled Thyristor) STRUCTURES.

MCTs (MOS Controlled Thyristor) and IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor) are hybrid power devices combining the advantages of MOSFETs (low power drive requirement and high switching speed) and of bipolar structures (low conduction losses and high switching currents). Both are in competition for power applications. These include industrial ones in radiation environments (space or nuclear), requiring specific characterization. Two types of radiation effects on components are considered : ionization and displacement effects. The purpose of this thesis is to push the study and the analysis of the induced effects of ionizing radiation (gamma) and of displacement (neutron) in MCTs. In order to understand well the degradations a pilot study on the IGBT is carried out. Electrical measurements and 2D-simulation are realised in order to evaluate these degradations. Thus the evolution of the physical and electric parameters was followed according to the dose (or fluence) and to the type of radiation. Modeling of the MCT structure and of physical and electrical phenomena controlling its electric behavior by using the simulator of devices 2D-ATLAS (version PISCES of SILVACO) are carried out. This simulated structure is used to analyze C-V measurements, in order to show the role played by each layer of the MCT. The simulation of the effects induced by neutron radiation is carried out by introducing defects into the whole simulated structure. The objective of this simulation being to validate the assumptions suggested at the time of the electrical studies.

Key words : Junction, VDMOSFET, IGBT, MCT, Characterization, Latch-up, Gamma radiation, Neutron radiation, 2D-simulation, ATLAS-PISCES.