Caractérisation et simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen d'irradiation par électrons

Omar Elmazria

▶ **To cite this version:**

Omar Elmazria. Caractérisation et simulation de l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances au moyen d'irradiation par électrons. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université Paul Verlaine - Metz, 1996. Français. NNT : 1996METZ033S . tel-01777142

HAL Id: tel-01777142

https://hal.univ-lorraine.fr/tel-01777142

Submitted on 24 Apr 2018

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

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

AVERTISSEMENT

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

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

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

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

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10
http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php
http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm

b 104 880 . S M3 96/33

ACADEMIE DE NANCY-METZ

Université de Metz et Supélec

THESE

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

DOCTEUR de l'Université de METZ

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE - METZ
N° inv. 19960665
Cote S/M3 96/33
Loc Magasin

Spécialité: Electronique

Ecole Doctorale: **PROMEN**

CARACTERISATION ET SIMULATION DE L'IGBT DANS LE BUT D'OPTIMISER SES PERFORMANCES AU MOYEN D'IRRADIATION PAR ELECTRONS

par

Omar ELMAZRIA

Soutenue le 15 novembre 1996, devant le jury composé de Messieurs:

Leonard ADAMS	Ingénieur, QCA, ESTEC/ESA	Examinateur
Cosmo CARLONE	Professeur, Université de Sherbrooke, Quebec	Rapporteur
Jean-Pierre CHARLES	Professeur, LICM, Université de Metz	Directeur de thèse
Pierre GENTIL	Professeur, CIME, INPG, Grenoble	Président
Alain HOFFMANN	M°. de conférences, LICM, Université de Metz	Co-directeur
Jacques KEURINCK	Ingénieur, SAGEM, Cergy	Examinateur
Pierre MIALHE	Professeur, CEF, Université de Perpignan	Rapporteur
Mustapha NADI	Professeur, LIEN, Université de Nancy	Examinateur
Charles SOL	Professeur, LESIR, ENS Cachan	Examinateur

LIVM-CLOES-Université de Metz, Supélec, 2 rue Edouard Belin , 57078 Metz Cedex 3 /

S/Mg 96/83

''The reasonable man adapts himself to the world, the unreasonable one persists in trying to adapts the world to himself. Therefore all progress depends on the unreasonable man.''

George Bernard Shaw
1856-1950

Je dédie ce travail
à mes parents,
à mes frères et soeurs,
à Aurélie.

Le travail présenté dans ce rapport a été effectué au Laboratoire Interfaces Composants et Microélectronique (LICM) de l'Institut C.L.O.E.S. de l'Université de Metz. J'en profite donc pour remercier le Professeur Bernard LEPLEY, directeur du laboratoire, pour m'y avoir accueilli et avoir facilité le bon déroulement de mes travaux.

Je tiens à remercier le Professeur Cosmo CARLONE de l'Université de Sherbrooke (Canada) d'avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse et d'être venu de si loin pour siéger dans ce jury.

Que le Professeur Pierre MIALHE, directeur du laboratoire CEF de l'Université de Perpignan, soit également remercié pour son rôle de rapporteur et pour sa précieuse collaboration qui a permis à nos deux laboratoires de réaliser plusieurs travaux en commun.

La présence de Monsieur Leonard ADAMS, directeur QCA, ESTEC/ European Space Agency, me fait grand honneur. Je le remercie vivement pour toutes les facilités qu'il nous a offertes pour l'accès aux sources d'irradiation ainsi que pour sa participation scientifique à notre travail.

Que Monsieur Jacques KEURINK, Ingénieur à la SAGEM, soit remercié pour avoir accepté le rôle d'examinateur d'un travail concernant un sujet dont il est l'inspirateur.

Je suis très honoré par la participation du Professeur Pierre GENTIL, du laboratoire CIME de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, à ce jury et je le remercie très sincèrement.

Je remercie le Professeur Mustapha NADI, directeur du Laboratoire d'Instrumentation Electronique de Nancy, d'avoir accepté de siéger à ce jury et je souhaite que sa venue soit l'aube d'une belle collaboration réunissant les compétences complémentaires du LIEN et du LICM.

Que le Professeur Charles SOL, directeur du LESIR, ENS Cachan, soit remercié de sa présence et de sa participation à ce jury ainsi que pour son aide technique qui a permis de compléter notre étude expérimentale.

J'ai le vif plaisir de remercier Monsieur Alain HOFFMANN, Maître de Conférence à l'Université de Metz et membre de notre laboratoire, pour la qualité qui a caractérisé sa participation à ce travail aussi bien du côté humain que scientifique.

Je ne saurai pas exprimer ma gratitude envers le Professeur Jean-Pierre CHARLES pour la confiance et pour la marge de manoeuvre qu'il m'a accordé pour mener à terme ce travail, pour les conseils judicieux qu'il a su me communiquer ainsi que pour son expérience et son professionnalisme dont il m'a fait profiter.

Je tiens également à remercier messieurs Abbas DANDACHE et Fabrice MONTEIRO, tous deux Maîtres de Conférence au LICM, pour leur précieux aide.

Enfin je remercie toutes les personnes que j'ai eu le plaisir de côtoyer toute au long de ma thèse: Adil, Fred, Eloi, Régis, Sidi, Sana, Ahmed ..... . Cette liste n'est bien sûr pas exhaustive, et que les personnes non mentionnées veuillent bien m'excuser.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

CHAPITRE I

GENERALITES SUR L'IGBT

1. Historique (l'IGBT un compromis MOSFET-BJT) **3**

2. Structure physique **4**

3. Procédé de fabrication **5**

4. Schématisation **8**

4.1 Circuit équivalent 8
4.2 Symboles 8

5. Principe de fonctionnement **11**

5.1 Etude en régime statique 12
5.2 Etude en régime dynamique 13

6. Aire de sécurité (SOA) **14**

6.1 Latchup 14
6.2 Tension de claquage 16
6.2.1 Claquage de l'oxyde 16
6.2.2 Claquage dans le semiconducteur 16

7. Conclusion **19**

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I **20**

CHAPITRE II

EFFETS DE L'IRRADIATION SUR LES IGBTs

1. Introduction **22**

2. Les effets induits par l'irradiation sur les dispositifs à semiconducteur **23**

2.1 Effets de l'irradiation ionisante sur l'IGBT 24
2.1.1 Variation de la tension de seuil 24
2.1.2 Etudes des jonctions 28
2.2 Optimisation des performances de l'IGBT par irradiation 28
2.2.1 Rôle des impuretés dans les semiconducteurs et en particulier dans l'IGBT 28
2.2.2 Effets de l'irradiation par électrons sur l'IGBT 30
2.2.3 Comparaison des irradiations par électrons (IE) et des irradiations par neutrons (IN) 33
2.2.4 Comparaison irradiation dopage 34

3. Etude expérimentale **34**

3.1 Effets des irradiations ionisantes sur l'IGBT 34
3.1.1 Adaptation de la méthode de séparation des charges sur l'IGBT 34
3.1.2 Effet de l'irradiation sur la jonction P^+N^- 44
3.2 Effets de l'irradiation par électrons sur l'IGBT 50
3.2.1 Evolution des caractéristiques I_{AK}-V_{AK} 50
3.2.2 Courant de fuite 53
3.2.3 Tension de claquage 54
3.2.4 Etude en commutation 55
3.2.5 Tension de déchet 61

4. Conclusion **62**

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II **63**

CHAPITRE III

MODELES IGBT POUR SPICE

1. Introduction **65**

2. Modèles analytiques de l'IGBT **65**

2.1 Les Equations du modèle IGBT 66
2.1.1 Equations de transport 66
2.1.2 Résolution 67
2.1.3 Etude en régime permanent 68

3. Vérification du Modèle de Hefner **73**

3.1 Intégration du modèle dans SPICE 73
3.2 Vérification du modèle de Hefner non simplifié 73

4. Réalisation d'un nouveau modèle d'IGBT pour SPICE **74**

4.1 Introduction 74

4.2 Le sub-circuit modélisant l'IGBT 75
4.2.1 Paramètres limitant l'aire de sécurité (SOA) 76
4.2.2 Paramètres statiques 78
4.2.3 Paramètres dynamiques 79
4.2.4 Paramètres du modèle influant sur les temps de commutation 80

5. Résultats 82

5.1 Comparaison simulation-données constructeur 82
5.2 Comparaison simulation-mesures 86
5.2.1 Caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ 86
5.2.2 Tension de claquage 87
5.2.3 Courant du latchup 90
5.2.4 Etude en commutation 90

6. Conclusion 92

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III 93

CHAPITRE IV

SIMULATION DES EFFETS DES IRRADIATIONS A L'AIDE DU SIMULATEUR DE DISPOSITIFS ATLAS

1. Introduction 94

2. Présentation du logiciel PISCES 94

3. Modélisation de l'IGBT 98

3.1 Construction de la structure IGBT 98
3.2 Définition du maillage 101

4. Phase d'apprentissage 102

5. Simulation des effets dus à l'irradiation par électrons 105

5.1 Introduction de défauts dans la modélisation à l'aide d'ATLAS 105
5.2 Application à l'IGBT 106
5.2.1 Introduction 106
5.2.2 Calibrage 107
5.2.3 Etude statique 108
5.2.4 Etude dynamique 110
5.2.5 Tenue de l'IGBT au latchup 114

6. Conclusion 118

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE IV 119

CONCLUSION GENERALE

ANNEXE I

Symboles et abréviation

BJT : Bipolar Junction Transistor.
COMFET : Conductivity Modulated FET.
EZCE : Extension de la Zone de Charge d'Espace.
GEMFET : Gain Enhaced MOSFET.
GTO : Gate Turn Off.
IE : Irradiation par Electrons.
IN : Irradiation par Neutrons.
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor.
IGT : Insulated Gate Transistor.
JFET : Junction Field Effect Transistor
MCT : MOS Controlled Thyristor.
MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.
SOA : Safe Operationg Area
VDMOS : Vertically Diffused MOS.

$A_{1,2}$: Facteurs de qualités.
C_{acc} : Capacité d'accumulation.
C_{OX} : Capacité d'oxyde sous la grille normée à la surface.
Dn,p : Coefficient de diffusion pour les électrons et pour les trous.
E_i : Niveau d'énergie intrinsèque.
E_t : Niveau d'énergie du piège.
G_n : Taux de génération pour les électrons.
G_p : Taux de génération pour les trous.
I_{01} : courant de diffusion de Schokley.
I_{02} : Courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace.
I_{AK} : Courant anode-cathode.
I_{mg} : Courant du middle-gap.
I_{mos} : Courant dans la partie MOS de l'IGBT.
I_b : Courant de base du transistor bipolaire PNP de l'IGBT.
I_c : Courant du collecteur du transistor bipolaire PNP de l'IGBT.
I_e : Courant des électrons.
I_h : Courant des trous.
J_n : Densité de courant des électrons.
J_p : Densité de courant des trous.
k : Constante de Boltzmann.
L : Longueur du canal.
L_B : Longueur de Debye.
ΔN_{it} : Variation du nombre de charges piégées dans l'oxyde.
ΔN_{ot} : Variation du nombre de charges à l'interface.
N_A : Concentration de dopage dans le canal du n-MOS.
n_i : Concentration intrinsèque.
q : Charge d'un électron.
R_n : Taux de recombinaison pour les électrons.
R_p : Taux de recombinaison pour les trous.
R_{SRH} : Vitesse de recombinaison Shokley-Read-Hall.
R_{N^-} : Résistance relative à la couche N^-.

R_p : Resistance relative au puits P.
R_S : Résistance série.
R_{sh} : Résistance shunt.
T : Température.
t_{OX} : Epaisseur de l'oxyde sous la grille.
$t_{d(off)}$: Délai de fermeture (turn-off delay time).
$t_{d(on)}$: Délai d'ouverture (turn-on delay time).
t_f : temps de descente (fall time).
t_{off} : Temps de fermeture.
t_{on} : Temps d'ouverture
t_r : temps de monté (rise time).
V_{AK} : Tension anode-cathode.
V_B : Tension de claquage.
V_{bi} : Barrière de potentiel de la jonction B-E.
V_{DS} : Tension drain-source.
V_{EB} : Tension émetteur-base.
V_{GS} : Tension grille-source.
V_{mg} : Tension du middle-gap.
V_{pt} : Tension de punch-through.
V_{th} : Tension de seuil.
W : Largeur de la zone déplétée.
W_{ni} : Epaisseur de la couche N^-.
Z : Largeur du canal.
β : Gain en courant du transistor bipolaire PNP de l'IGBT.
ε_{SI} : Permitivité du Silicium.
ϕ : Fluence d'irradiation.
ϕ_s : Potentielle de surface.
μ : Mobilité des porteurs minoritaires dans le canal.
τ : Durée de vie des porteurs minoritaires.
σ_n : Section efficace de capture des électrons.
σ_p : Section efficace de capture des trous.

INTRODUCTION

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) est un composant de puissance intégrant dans une même structure un transistor MOS et un transistor bipolaire. Leur association permet à l'IGBT d'allier les avantages de ces deux éléments tout en minimisant au mieux leurs inconvénients. Depuis sa création, au début des années 80, les énormes progrès technologiques apportés ont permis à l'IGBT d'acquérir une très bonne fiabilité. C'est un composant qui est ainsi utilisé dans de nombreuses et diverses applications. Selon l'application envisagée, les performances de l'un ou de l'autre de ces deux éléments seront priviligiées. L'IGBT est devenu, en moins de dix ans, un composant reconnu et son developpement commercial connaît actuellement une progression annuelle d'environ 50%. Il est employé dans les circuits de commande des moteurs, la robotique, l'électroménager, les voitures électriques etc... A ces applications classiques viennent s'ajouter des applications pour les milieux radiatifs, spatiaux ou nucléaires. Sa caractérisation apparaît primordiale pour pouvoir répondre aux exigences de telles applications.

Ce document est composé de quatre chapitres consacrés à l'étude de l'IGBT et des effets induits par irradiation, ainsi qu'à la synthèse et l'analyse des résultats obtenus au cours de ces travaux.

Le chapitre I donne une présentation générale du composant IGBT: son historique, sa structure, son principe de fonctionnement en statique et en dynamique ainsi que les phénomènes limitant son aire de fonctionnement (claquage et latchup).

Le deuxième chapitre porte sur l'étude des effets des irradiations sur les composants à semiconducteurs et l'IGBT en particulier. L'objectif étant soit de caractériser le comportement de l'IGBT en milieu radiatif soit d'améliorer ses performances à l'aide de l'irradiation par électrons. Les résultats de mesures expérimentales réalisées sur des IGBTs, soumis à différents types et doses d'irradiations, seront présentés et analysés.

Le chapitre III est consacré à l'aspect modélisation électrique. Les modèles de simulation existants, leurs performances et leurs limitations seront présentés et analysées. Enfin, nous proposerons un nouveau modèle destiné au logiciel de simulation électrique ''SPICE'' dont les résultats seront comparés à l'expérimentation.

Le dernier chapitre concerne la modélisation de l'IGBT et des phénomènes physiques et électriques gouvernant son comportement électrique à l'aide d'un logiciel de simulation de dispositif résolvant en deux dimensions les équations physiques régissant le fonctionnement des dispositifs électroniques à semiconducteurs. Une méthode de simulation des effets d'irradiation aux électrons sur l'IGBT est proposée. Elle permettra de prévoir, par simulation, l'évolution des différentes caractéristiques de l'IGBT suite à une dose d'irradiation donnée. La validité de cette méthode est vérifiée par comparaison des résultats de simulation avec les mesures expérimentales.

Enfin, en conclusion une synthèse globale de l'ensemble des résultats obtenus sera proposée en mettant en évidence ceux qui nous apparaissent comme étant les plus intéressants.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR L'IGBT

(INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)

1. Historique (l'IGBT un compromis MOSFET-BJT)

Un interrupteur idéal doit avoir les caractéristiques suivantes: impédance nulle à l'état fermé et infinie à l'état ouvert, puissance consommée et temps de commutation nuls. On peut donc avancer qu'un interrupteur idéal n'existe pas aujourd'hui et n'existera pas d'avantage demain.

Les deux plus célèbres composants électroniques réalisant la fonction interrupteur sont: le transistor bipolaire et le transistor MOS. Le premier présente comme avantages une faible tension de déchet à l'état passant et le pouvoir de commuter de forts courants, mais nécessite une puissance de commande non négligeable et sa fréquence de travail est relativement basse. Le MOS quant à lui, connu pour des fréquences de travail plus élevées et une puissance de commande presque nulle, est limité par sa tension de déchet qui est importante pour des dispositifs mettant en jeu des hautes tensions (quelques centaines de Volts).

Depuis 1979, se développe l'idée d'intégrer sur une même puce un transistor MOS et un transistor bipolaire afin de profiter des avantages de chacun des deux dispositifs en évitant au mieux leurs inconvénients. Cet assemblage a donné naissance à une variété de dispositifs:

- IGT (Insulated Gate Transistor) par General Electric [BAL.ALG 84];
- GEMFET (Gain Enhaced MOSFET) par Motorola;
- COMFET (Conductivity Modulated FET) par RCA [RUS.GGN 83]

Tous ont permis d'aboutir vers ce qu'on appelle aujourd'hui l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).

L'IGBT de part ses caractéristiques est un composant avantageux pour les applications utilisant la commutation. Sa suprématie dans le domaine de la moyenne puissance n'est plus contestée et il est de plus en plus utilisé dans les applications à fortes puissance faisant concurrence au GTO (Gate Turn Off). Enfin en faible puissance les IGBTs vont également se développer pour concurrencer les MOSFETs dans certains domaines. La figure I 1 représente l'enveloppe des applications de l'IGBT, en fréquence et en puissance, et ses éventuelles évolutions, et compare ses performances à ceux des autres dispositifs [NEA 95].

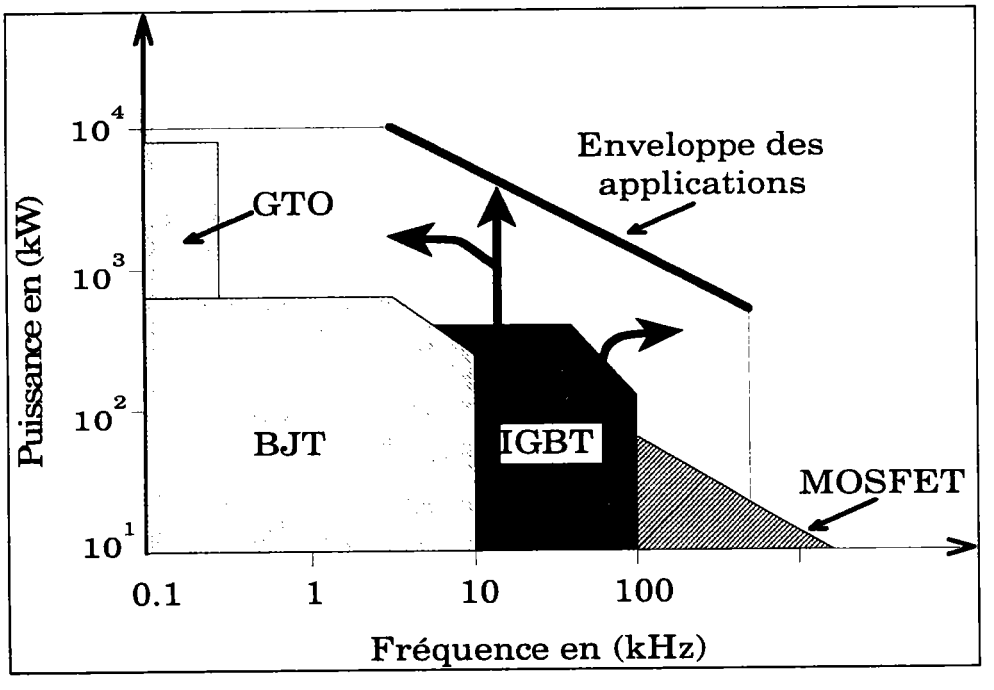


Figure I 1: Domaine d'application de l'IGBT et des autres dispositifs de commutation concurrents.

2. Structure physique

Comme on peut le voir sur la figure I 2-a et I 2-b, la structure d'un IGBT est tout à fait similaire à celle d'un VDMOS (Vertically Diffused MOS) excepté le substrat qui est de type P^+ pour l'IGBT. En effet les deux dispositifs ont la même structure de grille et le contact de la source (cathode pour l'IGBT) se fait aussi bien sur le caisson n^{++} (source) que sur le puits

(*buffer*) P, 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 le puits P a pour but d'assurer à la fois une tension de seuil raisonnable (P faible au niveau du canal) et une faible résistivité afin d'éviter le déclenchement du bipolaire $n^{++}PN^{-}$ parasite (P fortement dopé dans le volume).

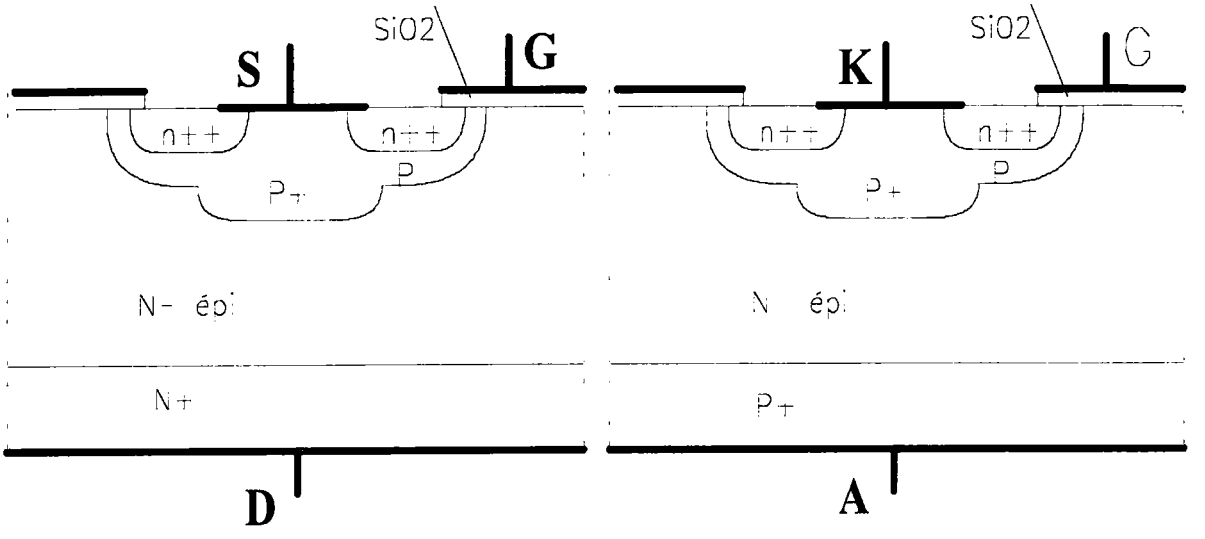


Fig. I 2-a: ***structure physique d'un VDMOS.***

*Fig. I 2-**b:** **structure physique d'un IGBT***

Cependant, le fonctionnement physique de l'IGBT est plus proche de celui d'un transistor bipolaire que d'un VDMOS. Ceci est dû à la présence du substrat P^+ qui est responsable de l'injection de porteurs minoritaires dans la couche épitaxiée N^-, ce qui induit une modulation de sa conductivité et par conséquent réduit la résistance de la couche épitaxiée ($R_{épi}$). Dans le cas du VDMOS, qui ne bénéficie pas de cette modulation, la résistance $R_{épi}$ est responsable de la plus grande partie des pertes en conduction pour les composants ayant une tenue en tension supérieure à 500V [INT.REC 91].

3. Procédé de fabrication

Un IGBT est un circuit intégré composé de plusieurs milliers de cellules dont les dimensions sont de l'ordre de quelques micromètres. Ces cellules peuvent avoir des formes carrées, hexagonales, circulaires, rectangulaires ou triangulaires. Les IGBTs étudiés dans ce mémoire sont fabriqués par International Rectifier et ont une forme hexagonale [INT.REC 91]. La figure I 3 montre la coupe verticale d'une cellule non à l'échelle ainsi qu'une vue de

dessus de plusieurs cellules. Le courant total commuté par l'IGBT est proportionnel au nombre de cellules et seule la taille de la puce peut le limiter. Afin de détourner cette limitation et réaliser des IGBTs de forte puissance, les constructeurs réalisent des montages avec plusieurs pastilles en parallèles.

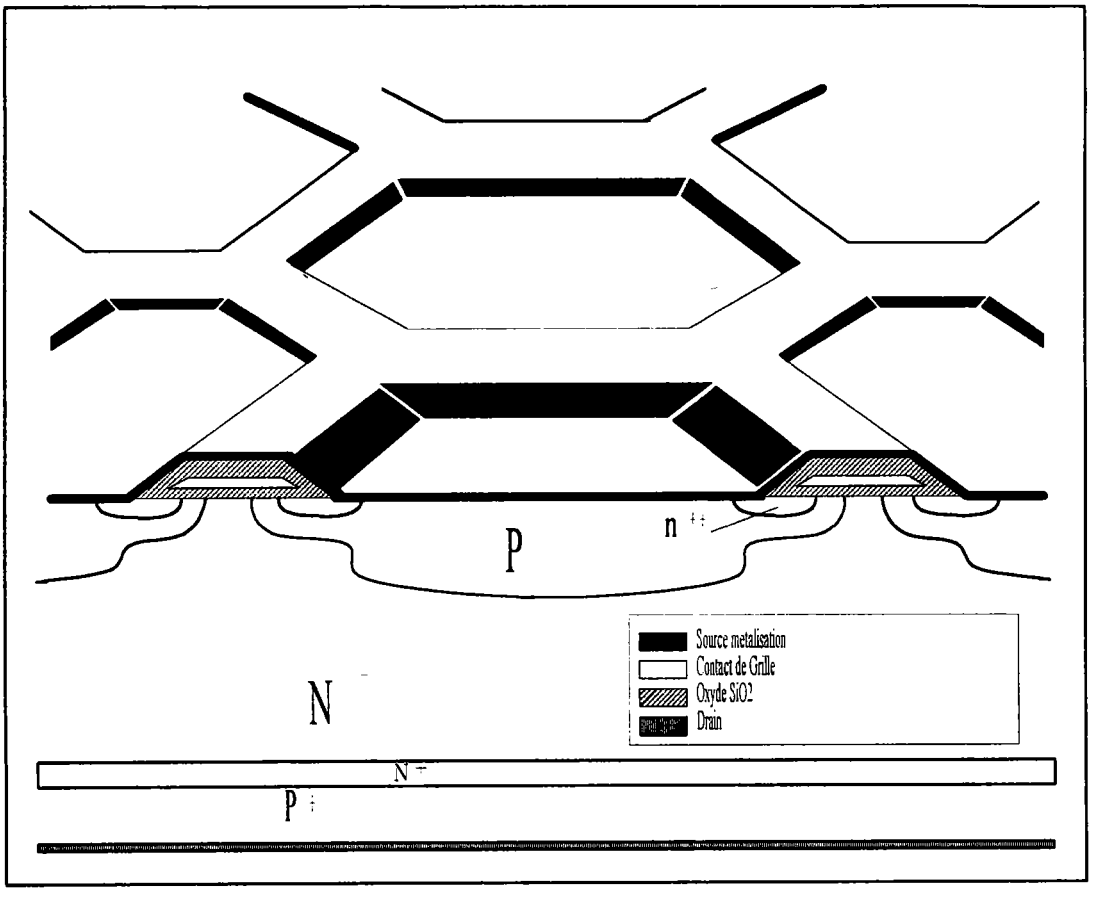
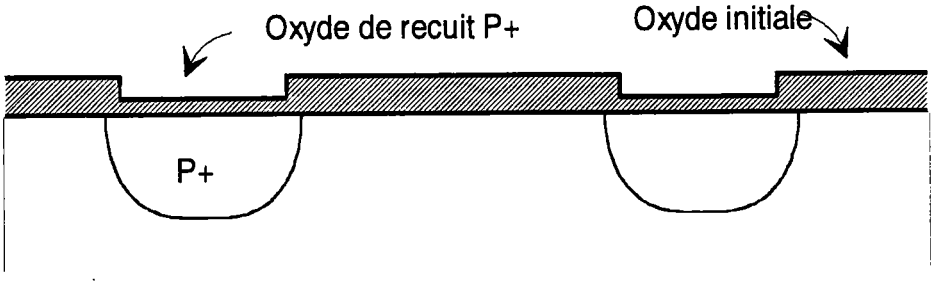


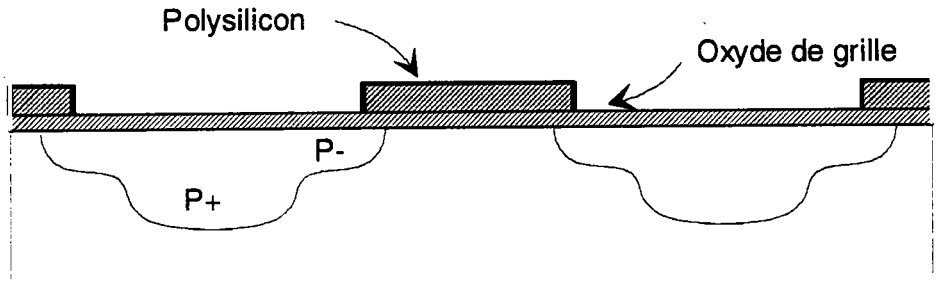
Figure I 3: Vue de dessus et coupe verticale, non à l'echelle, d'une parmi les milliers de cellules formant l'IGBT.

La structure sera schématisée pour deux cellules hexagonales, non à l'échelle (figure I.4), afin de permettre une meilleure compréhension des mécanismes inter-cellulaires. Le processus de fabrication [ROU.88],[CHO.BG 92] débute par une oxydation. Un niveau de masquage permet d'implanter les zones P^+ au centre des cellules fig. I 4 (étape A). Après décapage chimique l'oxyde est alors déposé. La croissance de l'oxyde de grille sur la surface active du composant est suivie du dépôt d'une couche de silicium polycristallin (ou polysilicium) qui constituera la grille. Cette couche polysilicium recouvre la zone N^- et le bord

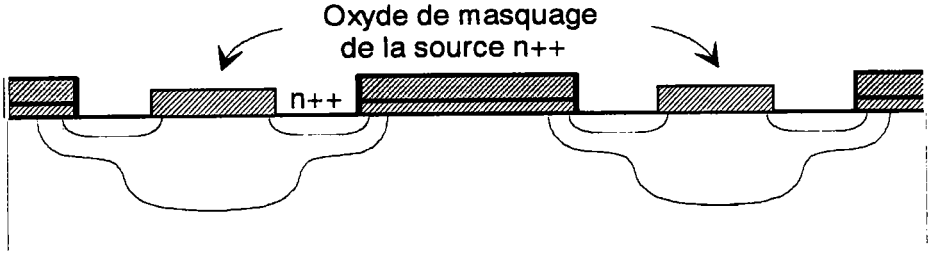
de la zone P qui constituera le canal du MOSFET Fig. I 4 (étape B). Les zones de cathode n^{++} sont réalisées par diffusion en masquant le centre des cellules Fig. I 4 (étape C).



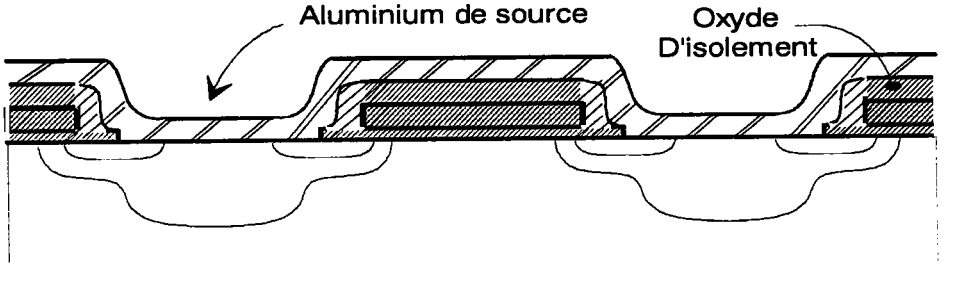
Etape A: Après implantation et recuit P^+.



Etape B: Après implantation et recuit P^-.



Etape C: Après implantation et recuit n^{++}.



Etape D: Après gravure de la métallisation

Figure I 4: Principales étapes de la réalisation technologique d'un IGBT.

Les diffusions P du canal et n++ de cathode sont auto-alignées par rapport à la grille. Ce procédé permet un contrôle précis de la longueur du canal. Un oxyde d'isolement est ensuite déposé puis gravé pour les prises de contact. Enfin, la structure est métallisée Fig. I 4 (étape D) puis passivée.

4. Schématisation

4.1 Circuit équivalent

Compte tenu de la symétrie axiale anode-cathode de la cellule, le circuit équivalent sera déduit pour une demi-cellule [YIL.OCB 90] (figure I.5). La grille de la structure MOS permet de créer un canal en surface entre la couche n^{++} et la couche N^-. La jonction PN^- étant normalement polarisée en inverse, un effet JFET est alors présent dans l'inter-cellule du fait de l'existence des zones de charge d'espace. Par la suite nous négligerons cet effet qui est minime [CHA 89] et nous ne le représenterons plus dans le schéma équivalent. La présence de la couche P^+ (anode) implique l'existence d'un transistor PNP ayant pour base la couche N^- épaisse et peu dopée et pour jonction collecteur-base la jonction N^- P normalement polarisée en inverse. Les trois couches $n^{++}PN^-$ constituent une structure de transistor bipolaire NPN provoquant avec le PN^-P^+ un effet thyristor parasite. Afin d'éliminer les effets de cet élément parasite, un contact en surface est réalisé technologiquement entre les couches n^{++} et P par la cathode, court-circuitant ainsi la jonction émetteur-base du transistor NPN.

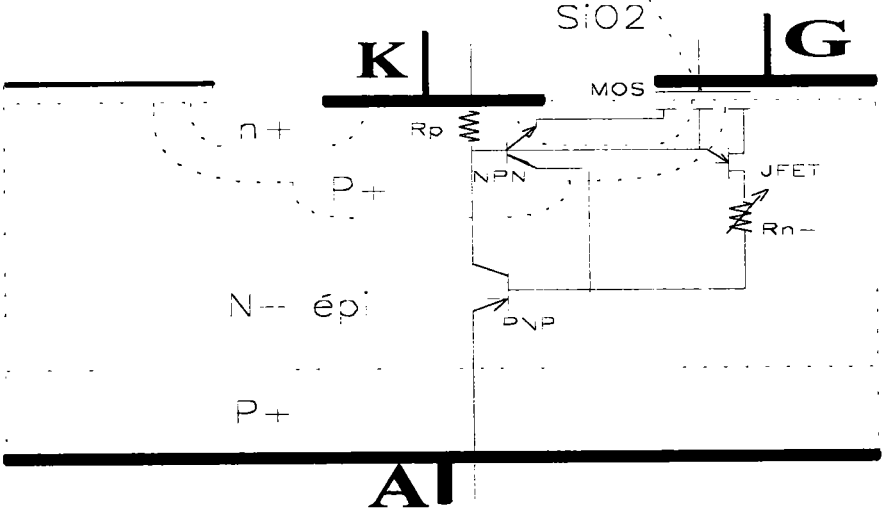


Figure I 5 Structure de l'IGBT avec son schéma équivalent déduit d'une demi-cellule.

La résistance R_p correspond au puits P situé en dessous de la couche n^{++}. Sa valeur doit être rendue la plus faible possible afin d'éviter le déclenchement du thyristor parasite. La résistance R_{N^-}, symbolisant la couche épitaxiée N^-, est modulée par l'injection de porteurs minoritaires (trous) depuis la couche P^+ (Anode). Sa valeur est alors rendue très faible comparée à celle d'un VDMOS d'un calibre équivalent. R_{N^-} ne constitue plus qu'une résistance d'accès à la base du transistor PNP.

En tenant compte des simplifications technologiques précisées ci-dessus, le schéma équivalent d'un IGBT se réduit alors à celui de la figure I.6 [BOS 92]. L'effet thyristor apparaît quand la tension aux bornes de R_p atteint la tension V_{bi} (seuil de la jonction base-émetteur du NPN). Dans ce cas, cette jonction est polarisée en direct et le transistor NPN est conducteur, ce qui entraîne le déclenchement de l'effet thyristor. Dans les IGBTs modernes, cette résistance est rendue suffisamment faible pour que le thyristor ne soit plus déclenché dans le domaine de fonctionnement garanti par le constructeur. Le transistor NPN n'a alors plus d'influence sur le fonctionnement de l'IGBT dans ce domaine et le schéma équivalent se réduit alors à un transistor bipolaire PNP commandé par un MOSFET dans une configuration "pseudo-darlington". La figure I.7 symbolise alors le fonctionnement normal de l'IGBT.

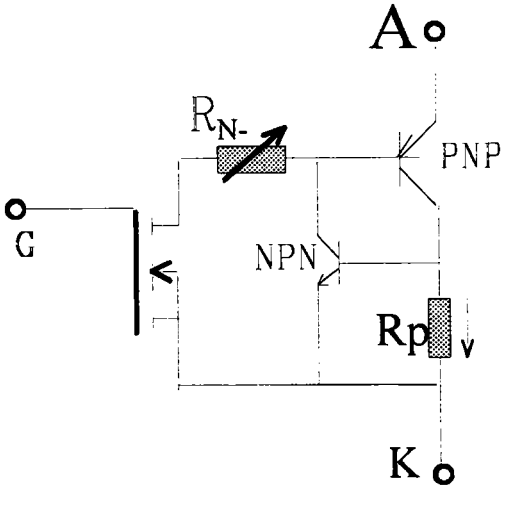


Figure. I 6: Circuit équivalent d'un IGBT incluant le transistor bipolaire NPN parasite.

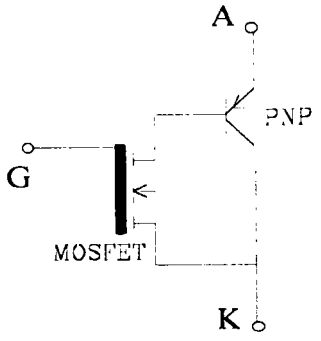


Figure I 7: Circuit équivalent simplifié.

4.2 Symboles

Pour désigner l'IGBT deux symboles sont jusqu'alors utilisés indifféremment (figure I.8). Celui de la figure I 7-b met bien en évidence l'inaccessibilité de la base du PNP. Les principaux constructeurs d'IGBT l'on choisit (Harris, International Rectifier, Motorola).
Pour désigner les électrodes, trois terminologies sont utilisées:

1- G (Grille), E (Emetteur) et C (Collecteur).

2- G (Grille), S (Source) et D (Drain).

3- G (Grille), A (Anode) et K (cathode).

Pour éviter toute confusion entre les électrodes du MOSFET et du transistor bipolaire du schéma équivalent (cf. Figure I 8) avec celles de l'IGBT, nous utiliserons dans ce document la terminologie présentée en 3 bien que ce soit la première qui est la plus répandue.

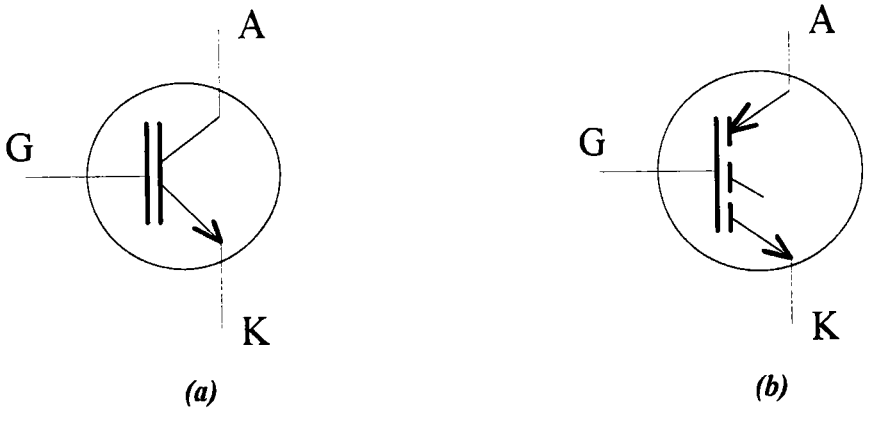


Figure I 8 Symboles de l'IGBT

5. Principe de fonctionnement

En fonctionnement normal, la cathode d'un IGBT à canal n (Fig. I 5) est reliée à la masse et une tension positive est appliquée sur la grille pour créer une couche d'inversion dans le puits P sous l'électrode de la grille formant ainsi un canal type n. Pour une tension d'anode suffisamment grande, des électrons sont injectés depuis la source n^{++} vers la région N^- à travers le canal créé, et des trous sont injectés dans la région N^- depuis le substrat P^+ (anode).

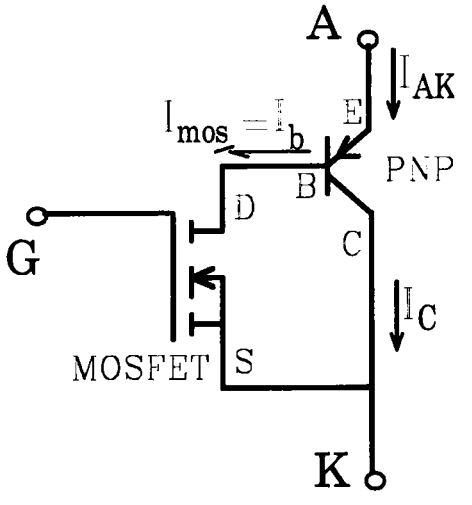


Figure I 9: Circuit équivalent montrant le sens des différents courants dans l'IGBT.

Le courant d'électrons, transitant par le canal, est le courant drain-source du MOSFET (I_{mos}) est également le courant de base du transistor PNP (I_b) (Fig. I 9). Le courant de trous constitue le courant du collecteur du transistor PNP (I_c). Le courant total de l'IGBT (I_{AK}) est la somme des courants de trous et d'électrons.

$$I_{AK} = I_h + I_e = I_{mos} + I_c = I_b + I_c . \qquad \text{(I 1)}$$

L'équation (I 1) peut se réécrire en introduisant le gain en courant, $\beta = I_c / I_b$, du transistor bipolaire PNP:

$$I_{AK} = (\beta + 1) I_b = (\beta + 1) I_{mos} . \qquad \text{(I 2).}$$

Le courant I_{mos} peut être explicité en utilisant comme première approximation l'équation simplifiée gouvernant le fonctionnement du MOSFET en régime de conduction ohmique:

$$I_{mos} = \mu \frac{Z}{L} C_{ox} \left(V_{GS} - V_{th} - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} \qquad \text{(I 3)}$$

avec $V_{DS} = V_{AK} - V_{EB}$ (I 4)

Z : largeur du canal;

L : longueur du canal;

C_{ox} : capacité d'oxyde sous grille normée à la surface de grille;

V_{th} : tension de seuil.

μ : mobilité effective.

5.1 Etude en régime statique

Comme on peut le constater sur le circuit équivalent (figure I 7), la chute de tension aux bornes de l'IGBT, V_{AK}, peut être modélisée par la somme de deux composantes. La première liée à la chute de potentiel survenant dans la jonction P^+N^- (base-émetteur du PNP). La seconde correspond à la chute de tension dans le canal du MOSFET. Ainsi, contrairement au MOSFET de puissance (VDMOS), la chute de tension aux bornes d'un IGBT en polarisation directe ne peut pas descendre en dessous de la tension de seuil de la diode, V_{bi}. Si cette limitation peut être un inconvénient en basse tension, elle devient vite négligeable pour des tensions élevées. La présence de la couche P^+ dans le cas de l'IGBT permet de moduler sa conductivité et ainsi réduire la tension de déchet. L'absence de cette couche sur le transistor VDMOS amène une chute de potentiel plus importante aux bornes de la couche épitaxiée N^-.

La figure I.10 montre un réseau de caractéristiques courant-tension $I_{AK}=f(V_{AK}, V_{GK})$ obtenu pour un IGBT et $I_{DS}=f(V_{DS}, V_{GS})$ obtenu pour un VDMOS. Comme on peut le constater, le courant dans l'IGBT reste pratiquement nul tant que la tension V_{AK} est inférieure à V_{bi}. En effet, d'après les équations (I 2) et (I 3) on a $I_{AK} > 0$ si $V_{DS} > 0$; donc d'après (I 4) $V_{AK} > V_{EB}$.

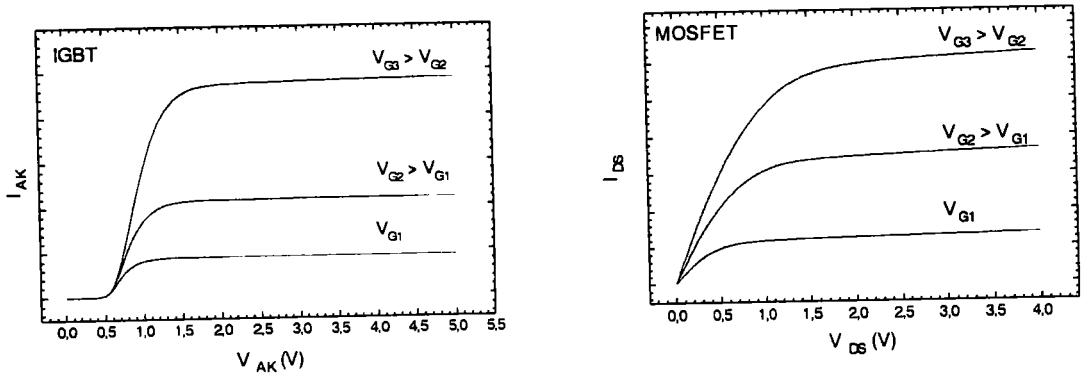


Figure I 10: Caractéristiques typiques I(V) IGBT-MOSFET.

5.2 Etude en régime dynamique

La principale limitation en fréquence d'un IGBT est liée à la durée de vie des porteurs minoritaires (trous) dans la couche épitaxiée N^-, qui est la base du PNP. Du fait de l'inaccessibilité de cette base, un circuit de commande externe ne peut pas être utilisé pour améliorer la vitesse de commutation. Le transistor PNP fonctionne avec sa base laissée flottante. La variation de charge dans la base est due à la variation de porteurs minoritaires (trous courant collecteur), ou à la recombinaison de ces porteurs dans la couche N^-. Le transistor PNP ne peut pas se mettre en régime de saturation du fait que le MOSFET atteint avant son régime de saturation et ainsi limite le courant de base du transistor bipolaire.

Le courant I_{AK} de l'IGBT est contrôlé par la tension de la grille du MOSFET tant que la jonction base collecteur tient en inverse. Le maintien de cette condition permet à l'IGBT d'avoir un comportement en commutation supérieur à celui du transistor bipolaire.

Les charges stockées dans la base provoquent une traînée dans la forme d'onde du courant I_{AK} de l'IGBT en fermeture (figure I 11). En effet pour arrêter la conduction, la grille est connectée à la masse, ce qui entraîne le blocage rapide du MOSFET. Or le courant total de l'IGBT étant la somme du courant collecteur et du courant MOSFET, la commutation à la fermeture s'effectue en deux temps. Le premier correspond à la décroissance rapide du courant du MOS (courant des électrons), et le second (traînée) est associé à la recombinaison des porteurs minoritaires dans la base.

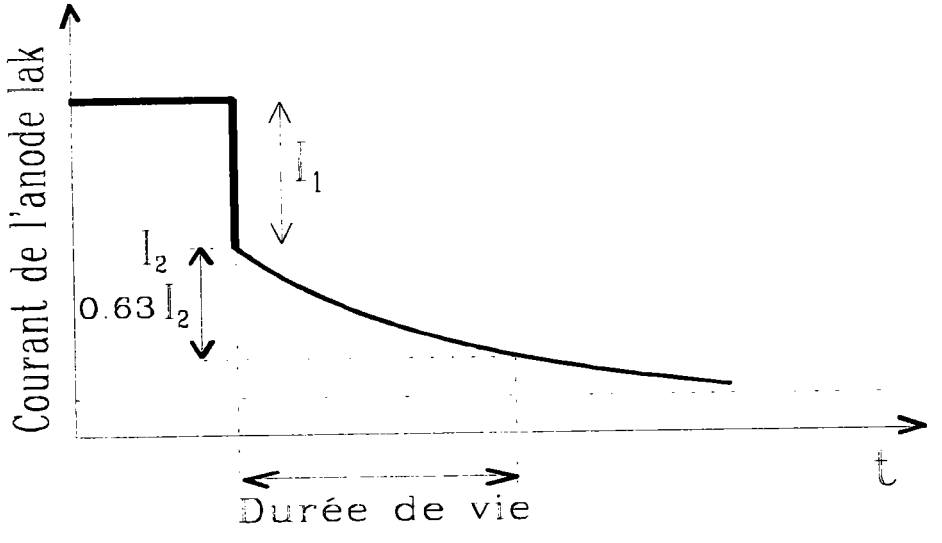


Figure I 11: Forme d'onde typique d'un IGBT en fermeture. La coupure du courant se fait en deux étapes, la première est rapide et correspond au courant dans la partie MOS. La seconde étape, traînée, correspond à la recombinaison des trous dans la base.

A partir de la forme d'onde du courant en fermeture on peut déterminer la valeur du gain en courant du PNP (β) et la durée de vie des trous dans la base (τ).

En effet $$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_c}{I_{mos}} \approx \frac{I_2}{I_1}. \qquad (I\ 5)$$

τ correspond au temps nécessaire pour que le courant passe de sa valeur initiale, juste après la première chute (I_2) à (1/e) de celle-ci soit $0.63xI_2$ [BAL 85].

Afin d'améliorer la vitesse de commutation, les constructeurs utilisent plusieurs procédés:

- injection de métaux lourds dans la zone épitaxiée N^- (Or ou Platine) [STR.B 85].
- irradiation du silicium par des électrons ou des neutrons afin de créer des dislocations [BAL 84] [BAL.S 77].
- insertion d'une couche N^+ intermédiaire entre la zone N^- et le substrat P^+ (figure I 3). Cette couche favorise le départ des électrons stockés dans la couche épitaxiée et par conséquent accélère la commutation du bipolaire [INT.REC 91].

Nous nous étendrons sur ces procédés au chapitre II.

6. Aire de sécurité (SOA)

L'aire de sécurité, appelée SOA (*Safe Operating Area*), est la capacité pour un transistor de supporter des niveaux élevés de tension et de courant simultanément. La SOA d'un IGBT est limitée par deux phénomènes principaux:

- le latchup, dû au déclenchement du thyristor parasite, qui limite l'IGBT en courant.
- la tension de claquage, dépendante de la tenue en tension du dispositif.

6.1 Latchup

Comme on peut le constater sur la figure I 2-b, l'IGBT est composé de quatre couches alternées P-N-P-N pouvant déclencher un effet thyristor non désirable. Le déclenchement de ce dernier entraîne la perte du contrôle de l'IGBT par la grille et peut donc entraîner sa destruction. Ce phénomène est appelé ''Latchup''.

La modélisation la plus simple permettant de mettre en évidence la condition de déclenchement du latchup est celle du schéma électrique équivalent de la figure I 12, où Q_n et Q_p sont les deux transistors bipolaires P^+N^-P et $n^{++}PN^-$ formant l'IGBT. Rp et R_{N^-} sont les résistances du puits P et de la couche épitaxiée N^-.

Lorsque les deux transistors sont conducteurs le courant I_A peut s'écrire [DUB 94]:

$$I_A = \frac{\beta_n(\beta_p+1)I_{Rp} + \beta_p(\beta_n+1)I_{Rn}}{\beta_n\beta_p - 1} \qquad (I\,6)$$

Dans laquelle β_n et β_p sont respectivement les gains en courant du montage en émetteur commun des transistors Q_n et Q_p. Avec les conventions de signes adoptées, le courant I_A ne peut être que positif. Comme I_{Rp} et I_{Rn} sont positifs il faut que la condition $\beta_n\beta_p \geq 1$ soit respectée.

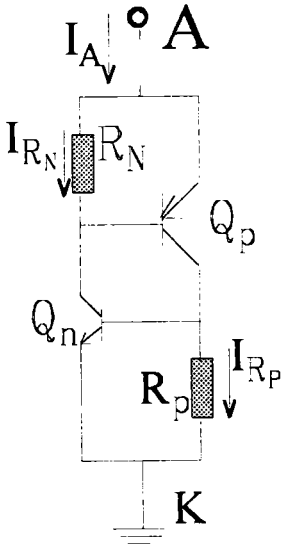


Figure I 12: Schéma éléctrique équivalent élementaire de la structure latchup.

Le transistor NPN parasite présente de part sa structure, émetteur n^{++} très fortement dopé et base étroite, un gain élevé contrairement au transistor PNP dont le gain est de l'ordre de l'unité du fait de sa base très large et peu dopée. Nous considérons donc que le déclenchement du thyristor correspond à la mise en conduction du transistor NPN. Ceci, se produit lorsque sa jonction émetteur-base est polarisée en direct à une tension supérieure ou égale à sa tension de seuil V_{bi} (environ 0,7V).

Le circuit de la figure I 13 permet de mesurer le courant minimum provoquant le latchup sans risque de destruction du composant. En effet, sachant que le déclenchement du latchup conduit à la perte de contrôle de l'IGBT par la grille, l'IGBT sera donc bloqué par la supression de la tension V_{G2} dans le cas où il n' y a pas déclenchement du latchup et par la supression de la tension V_{G1} dans le cas où le latchup se produit (fig. 1 13).

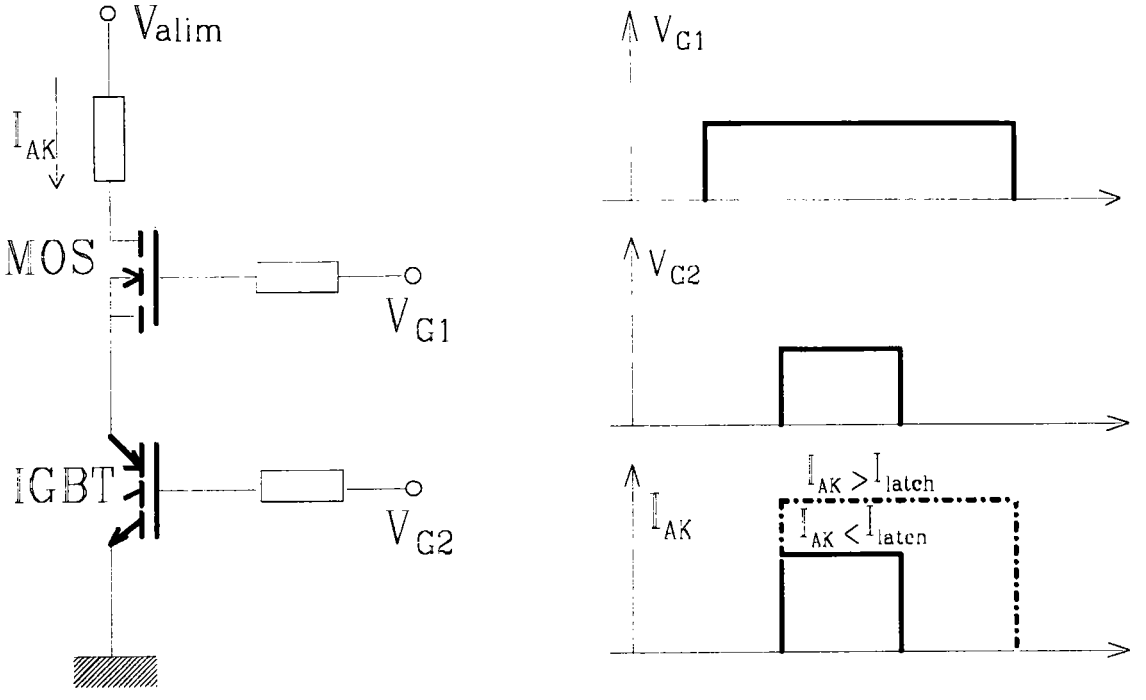


Figure I 13: Circuit électrique pour la mesure du courant latchup

6.2 Tension de claquage

Le claquage de l'IGBT peut être provoqué par: le claquage de l'oxyde ou le claquage de la jonction P^+N^- dans le semiconducteur. Ce dernier peut être associé soit à l'avalanche de la jonction soit à l'extension trop importante de la zone de charge d'espace (punch through).

6.2.1 Claquage de l'oxyde

Un champ électrique important dans l'oxyde peut provoquer sa destruction et donc avoir des conséquences catastrophiques sur le composant. Le champ provoquant le claquage dans l'oxyde est relativement important, de l'ordre de $6x10^6$V/cm, cependant l'épaisseur de l'oxyde de grille est toujours très faible (quelques dizaines de nanomètres). Dans le cas d'un oxyde (SiO_2) d'épaisseur t_{ox}=0.1 μ m, le claquage peut se produire pour une tension de grille de 60V. Les fabricants s'autorisent en général une marge de sécurité d'un facteur 3, ce qui nous donne une tension limite sur la grille de 20V pour un oxyde de 0.1 μ m.

6.2.2 Claquage dans le semiconducteur

Dans le cas d'un dispositif à 3 couches alternées, le claquage direct ou inverse peut être provoqué soit par avalanche, soit par extension de la zone de charge d'espace (EZCE).
Si on considère la grille de l'IGBT non polarisée, sa structure peut se réduire à celle de la figure I 14.

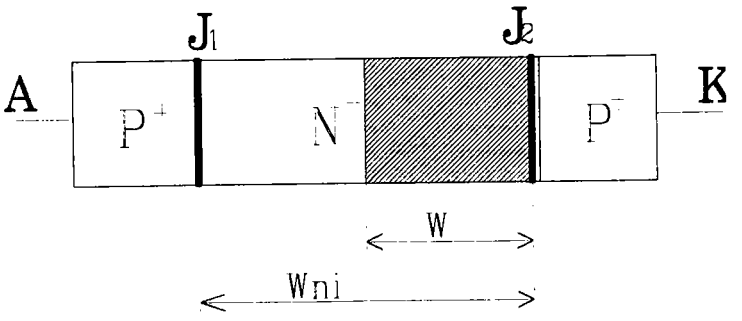


Figure I 14: Schéma simplifié modélisant un IGBT, sans couche tampon (nonpunch through IGBT), entre anode et cathode dans le cas où la grille n'est pas polarisée.

En polarisation directe, l'anode est positive par rapport à la cathode. La jonction J1 est polarisée en direct et J2 polarisée en inverse. Une zone de charge d'espace est donc créée au niveau de la jonction J2 qui s'étend principalement du côté le moins dopé, ici coté N^-.

Le claquage est dû à l'effet d'avalanche si la largeur de la zone déplétée, W, est inférieure à Wni. Par contre si Wni est atteinte , le claquage du transistor $P+N^-P^+$ est obtenu par EZCE.

Pour une jonction p^+-n, avec p^+ fortement dopée, la tension de claquage par avalanche à température ambiante est donnée par l'équation [SZE 85] :

$$V_B = 5.34 \cdot 10^{13} (N_n)^{-3/4} \qquad \text{(I 7)}$$

Où N_n est la concentration de dopage de la couche N^- (en cm^{-3}).

La tension de punch through, V_{pt}, est atteinte pour la même jonction quand $W=W_{ni}$. Or la largeur de de la zone de charge d'espace en fonction de la tension appliquée aux bornes d'une jonction abrupte est donnée par l'équation.

$$W = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si} V}{qN_n}} \qquad \text{(I 8)}$$

donc

$$V_{pt} = \frac{qN_n W_n^2}{2\varepsilon_{si}} \qquad \text{(I 9)}$$

La figure I 15 montre les limites de la tension à appliquer sur le composant, imposées par le claquage par avalanche ou par l'EZCE, en fonction du dopage et de l'épaisseur de la couche épitaxiée [HER 65].

Dans le cas d'une polarisation inverse, le raisonnement peut être le même vue la symétrie de la structure donnée figure I 14. En ce qui concerne l'IGBT étudié, sa structure

n'est pas symétrique puisqu'une couche N^+ est insérée entre l'anode P^+ et la couche épitaxiée N^- dans le but d'améliorer sa vitesse de commutation (fig. I 16). Ainsi le claquage de l'IGBT est dû à l'avalanche dans le cas d'une polarisation en inverse et par l'EZCE pour une polarisation directe.

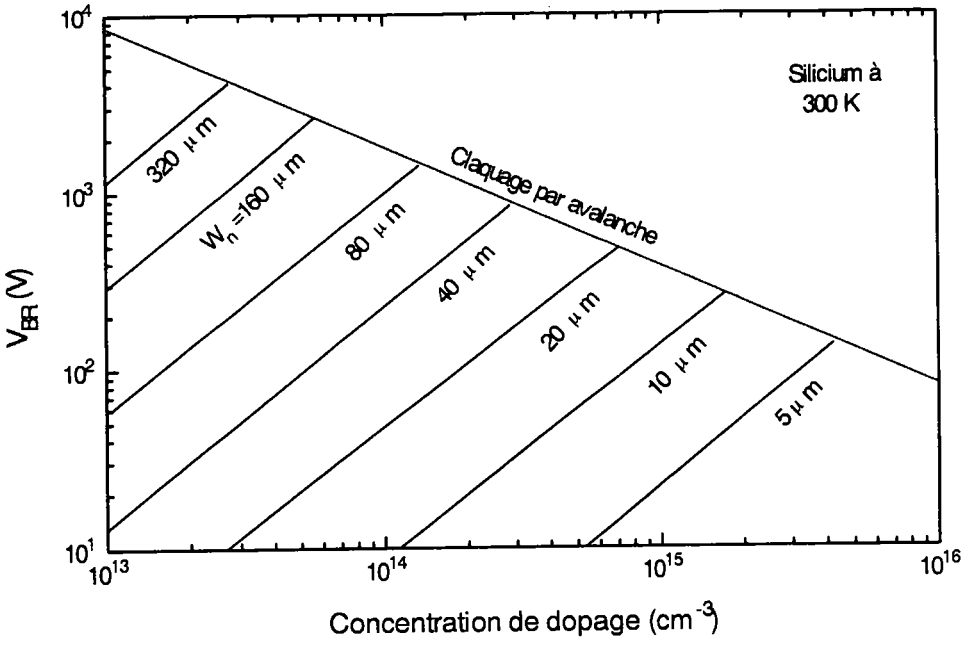


Figure I 15: Tension de claquage par avalanche ou par EZCE en fonction du dopage pour différentes largeurs de base (d'après Hevlet [HEV 65]).

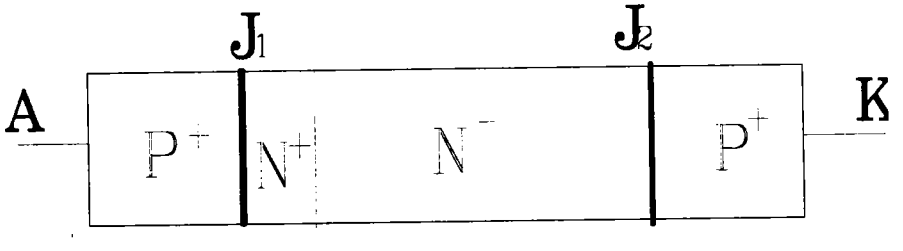


Figure I 16: Schéma simplifié modélisant un IGBT, avec la couche N^+ (punch through IGBT), entre anode et cathode dans le cas de la grille non polarisée

Le dopage faible et l'épaisseur de la couche épitaxiée sont choisis pour supporter des tensions en direct allant de 600 à 1600V selon le gabarit de l'IGBT. La tenue en inverse de cette structure est seulement de quelques dizaines de Volts. Cette faible valeur est due à la présence de la couche N^-, le claquage correspond à l'avalanche de la jonction N^-. Néanmoins

cette tension comparée à celle du VDMOS qui est inférieure à 1V, reste relativement élevée. En inverse la jonction drain-source d'un VDMOS se retrouve polarisée en direct.

7. Conclusion

Alliant les avantages de la technologie bipolaire à celle du MOSFET, l'IGBT a un bel avenir sur le marché industriel et sa progression actuelle atteint 50% par an [PET 96]. Ses principales applications portent sur le contrôle de moteurs, les onduleurs, le chauffage par induction, les fours à micro-ondes, la robotique, etc.... Une utilisation dans le domaine spatial et dans l'imagerie par resonance magnétique est envisagée dans un future proche[SIN.B 95].

S'inspirant de la structure composée de l'IGBT et profitant de son succès, d'autres dispositifs de puissance hybrides tels que le MCT (MOS Controlled Thyristor) [TEM 86] et le MOS-GTO se développent de plus en plus et tendent à remplacer les composants conventionnels comme le thyristor, le GTO ou le Triac. Les IGBTs les plus répandus actuellement sont issus de deux technologies différentes afin de répondre aux exigences industrielles, l'une appelée PT (épitaxial) pour des tensions allant de 600V à 1200V, l'autre NPT (homogène) pour des tensions supérieurs à 1700V. Une nouvelle technologie Trench IGBT [UDR.A 95] est en cours de développement pour des applications mettant en jeu des puissances plus importantes. En effet cette technologie permet une augmentation considérable de la densité de courant, une meilleure tenue au latchup ainsi que l'élimination de l'effet JFET. Avec cette technologie annoncée, seule la dissipation du boîtier constituera une limitation en puissance.

BIBLIOGRAPHIE

[BAL.ALG 84] B. J. BALIGA, M. S. ADLER, R. P. LOVE, P. V. GRAY, and M. D. ZOMMER "The insulated gate transistor, a new three-terminal- MOS-controlled bipolar power device", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-31, pp. 821-828, 1984.

[BAL 84] B. J. BALIGA "Switching speed enhacement in insulated gate transistors by electron irradiation", IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-31, pp 1790-1795, 1984.

[BAL 85] B. J. BALIGA "Analysis of insulated gate transistor turn-off wave-form", IEEE Electron Device Lett, vol EDL-6, pp. 74-77, 1985.

[BAL.S 77] B. J. BALIGA and E. Sun "Comparison of Gold, Platinum and Electron Irradiation for Controlling Lifetime in Power Rectifier", IEEE Tran. Electron Devices, vol. ED. 24, pp 685-688, 1977.

[BOS 92] B. K. BOSE "Evaluation of Modern Power Semiconductor devices and Future Trends of Converters," IEEE Trans on Industry Application, Vol 28 n° 2, pp 403-414, march/april 1992,.

[CHA 89] J.P Charte "Eléments de physique sur le composant de puissance IGBT", Séminaire technique SEE sur le composant IGBT, 22 sept 1989.

[CHO.BGA 92] T. P. CHOW, B. J. BALIGA, and P V. GRAY "A Self-Aligned Short Process for Insulated-Gate Bipolar Transistors", IEEE trans. on Electron Devices, Vol 39 No 6, pp 1317-1321, jun 1992.

[DUB 94] J-P. Dubuc, "Contribution à l'Etude du Phénomène de Latchup Induit par une impulsion Electrique ou de Rayons-X dans les Structures de Test CMOS" Thèse de doctorat d'Université, Université Montpelier II, 1994.

[HER 67] A. Herlet "The Maximum Blocking Capability of Silicon Thyristors", Solid State Electron, Vol. 8, pp 665, 1965.

[INT.REC 91] "Insulated Gate Bipolar Transistor Designer's Manual" International Rectifier, 233 Kansas ST., EL SEGUNDO, California 90245, 1991.

[NEA 95] R. Neale, "The lastest IGBTs set to seriously damage the health of GTOs" Electronic Engineering; pp 31-34, December 1995.

[PET 96] J-M Peter, "Les composants Semiconducteurs de puissance," Revue des Electriciens et des Electroniciens (SEE) No. 1, pp 66-74, Janvier 1996.

[ROU.88] M. G. Rouault, "Conception d'un composant de puissance à Grille isolée IGBT étude Statique et Dynamique" Thèse de doctorat d'Université, Ecole Centrale de Lyon, 1988.

[RUS.GGN 83] J. P. RUSSEL and al. "The COMFET- A new high conductance MOS-gated device" IEEE Electron Device Lett, vol EDL-4, pp.63-65, Mar. 1983.

[SIN.B 95] R. Singh and B. J. Baliga ''Cryogenic Operation of Asymetric n-Channel IGBTs'' Solid State Electronics, Vol. 38, No. 3, pp. 561-566, 1995.

[STR.B 58] 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, pp1625-1632, sept 1985.

[SZE 85] S. M. Sze ''Semiconductor Devices, Physics and Technology'', John Wiley & Sons, 1985.

[TEM 86] V. A. Temple ''MOS-Controlled Thyristor--A New Class of Power Devices'' IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-33, No. 10, pp 1609-1618, October 1986.

[UDR.A 95] F. Udrea and G. Amaratunga ''Theorical and Numerical Comparison Between DMOS and Trench Technologies for Insulated Gate Bipolar Transistor'', IEEE Trans. on Electron Devices, Vol ED 42, No. 7, pp 1356-1366, July 1995.

[YIL.OCB 90] H. Yilmaz, K. Omyang, M. Chang, J. Benjamin and R. Van Dell ''Recent Advances in Insulated Gate Bipolar Transistor Technology'' IEEE Trans on Industry Applications, Vol 26 No5, pp 831-834, Sep/Oct 1990.

CHAPITRE II

EFFETS INDUITS PAR IRRADIATION SUR LES IGBTs

1. Introduction

Beaucoup de systèmes électroniques utilisés dans différents domaines (spatial, nucléaire, aéronautique etc....) sont amenés à fonctionner dans des environnements radioactifs de diverses sévérités. Ces environnements peuvent altérer profondément les propriétés des semiconducteurs, voire même les détruire. Les concepteurs doivent anticiper et tenir compte des effets dûs à l'environnement sur les composants électroniques constituant ces systèmes afin de garantir leurs performances et leur fiabilité. Paradoxalement l'irradiation peut avoir un effet bénéfique sur certains paramètres, notamment la vitesse de commutation. C'est pourquoi les fabriquants de composants semiconducteurs adoptent l'irradiation comme techniques de contrôle de cette vitesse et ainsi améliorer les performances en commutation des dispositifs demandant des temps de commutation très courts.

Dans ce chapitre nous discuterons des effets attribués à l'irradiation. Nous rappellerons quelques articles concernant les techniques d'extraction des paramètres de conduction électrique. Techniques qui permettent de déterminer la variation des densités de charges à l'interface, dans l'oxyde de grille ou dans le volume suite à des agressions extérieures. Nous avons adaptés ces techniques à l'IGBT. Les résultats obtenus pour différents types de sources et différentes doses d'irradiation seront également présentés.

2. Les effets induits par l'irradiation sur les dispositifs à semiconducteur

Depuis plusieurs années, des constructeurs de dispositifs à semiconducteur proposent des composants durcis pour fonctionner dans des milieux hostiles et donc supporter les doses d'irradiation auxquels ils sont soumis. Comme on peut l'imaginer, le prix de ces composants destiné à un marché très restreint, est relativement élevé. C'est pourquoi la tendance actuelle, conséquence de la forte croissance des satellites commerciaux et de l'utilisation de la robotique en milieux hostile, est l'utilisation de composants conventionnels disponibles sur le marché. La caractérisation de ces composants dans des milieux radiatifs constitue alors une étape primordiale précédant la conception des systèmes électroniques. Cette caractérisation constituera l'objet principal de cette partie du chapitre.

Les types d'irradiation ayant des effets significatifs sur les composants semiconducteurs sont variés:

- électrons et protons rencontrés dans l'environnement spatial;
- neutrons, rayons X et rayons gamma dans le cas des agressions nucléaires exo- et endo-atmosphériques;
- gamma pour la robotique en milieu hostile;
- neutrons et gamma en physique des particules à proximité du faisceau du collisionneur [BOU 95].

Les effets constatés de ces irradiations sont liés aux caractéristiques des particules (masses, charges, énergie cinétique ou vitesse), et à celle des cibles (masse, charge, densité). D'une façon générale, ils peuvent se classer en deux catégories pour les cibles constituées par des semiconducteurs:

- déplacement d'atomes dans leur structure en réseau;
- création de paires électron-trou (ionisation).

Ces deux phénomènes sont capables de provoquer des dommages aussi bien temporaires que permanents aux semiconducteurs.

Dans les composants semiconducteurs, parmi les paramètres qui évoluent nous citerons [HOL.A 94]:

- la tension de seuil (V_{th}), la tension de flat bande (VF) ou la mobilité;

- le courant de fuite pour les jonction P-N polarisées en inverse ou pour les transistors de type n-MOSFET rectangulaire;
- le gain en courant pour les transistors bipolaires;
- l'immunité au bruit;
- le courant de déclanchement du latchup pour les dispositifs constitués de structures PNPN;

Il est clair que lorsqu'il s'agit de structures complexes comme l'IGBT, plusieurs de ces paramètres peuvent êtres dégradés simultanément.

2.1 Effets de l'irradiation ionisante sur l'IGBT

2.1.1 Variation de la tension de seuil

La plupart des dispositifs à semiconducteurs, sont constitués de structure MOS. Les principales dégradations causées par l'irradiation ionisante sur ces dispositifs sont dues aux charges positives, piégées dans l'oxyde et à la concentration de charges piègées dans l'interface oxyde-semiconducteur. Lors de la création de paires électron/trou la polarisation de grille permet d'évacuer rapidement les électrons, du fait de leur grande mobilité ($\cong 20 cm^2/Vs$), en dehors de l'oxyde. Les trous, ayant une faible mobilité ($<<10^{-4} cm^2/Vs$), sont piègés dans l'oxyde: près de l'interface oxyde-semiconducteur dans le cas d'une polarisation de grille positive ou près de l'interface métal-oxyde dans le cas d'une polarisation négative. De ce piégeage résulte un décalage de la tension de seuil (V_{th}) vers les valeurs négatives. Ce décalage est l'un des phénomènes les plus analysés. La littérature est par conséquent très abondante. Ce décalage de V_{th} dépend de nombreux facteurs [MES.A 86]:

- de la polarisation du dispositif pendant l'irradiation;
- du type de l'isolant et de son épaisseur;
- du process de fabrication et de la méthode de dopage.
- du débit de dose
- des différentes doses cumulées.

La figure II 1, représente la dérive de la tension de seuil en fonction de la dose d'irradiation cumulée. Pour les faibles doses d'irradiation, les transistors n-MOSFET et p-MOSFET présentent des dérives de tension de seuil négatives. Pour des doses plus importantes n-MOSFET et p-MOSFET présentent des dérives antagonistes. La tension de seuil continuera à dériver pour un transistor à canal p alors qu'elle va se rétablir pour un type n. Ceci est dû au fait que cette dérive est la conséquence de la contribution de deux composantes:

- un décalage positif ou négatif ΔV_{Nit} introduit par la variation du nombre de charges à l'interface;
- un décalage négatif ΔV_{Not} introduit par la variation des charges piégées dans l'oxyde.

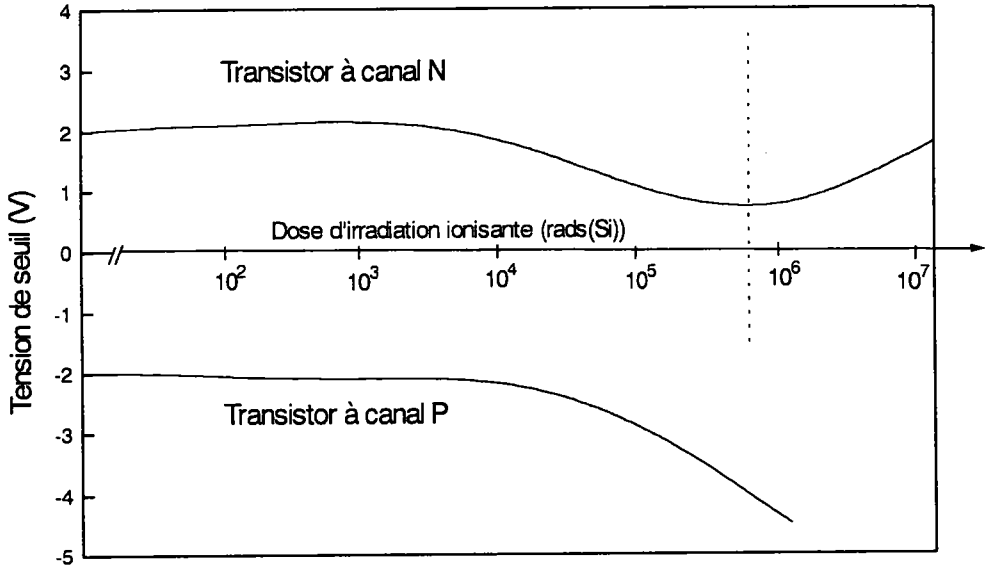


Figure II 1: Exemple de variation de la tension de seuil d'un transistor MOS en fonction de la dose d'irradiation ionisante (d'après [MES.A 86]).

Plusieurs auteurs proposent des méthodes permettant la séparation de ces deux composantes dans les transistors à structure MOS [McW.W 86], [GAL.GR 84]. Cette séparation permet de mieux comprendre la variation de la tension de seuil et éventuellement les prévoir. Nous étudierons ici la méthode proposé par McWorther et Winokur [McW.W 86], basée sur des mesures I-V en régime de saturation du MOS en conduction sous le seuil. Méthode que nous adapterons à la structure IGBT.

La méthode consiste à déterminer la variation de la tension de seuil et de la tension de middle gap suite à une irradiation.

La variation de la tension de seuil, ΔV_{th}, est déterminée à partir de la fonction de transfert $I_{AK}=f(V_{GK})$ mesurée en régime de saturation ($V_{AK}>V_{AKsat}$). Les tensions de seuil avant et après irradiation sont obtenues par l'intersection de l'extrapolation de la zone linéaire de $\sqrt{I_{AK}}$ avec l'axe des abscisses (fig. II 2-a). La variation de la tension de seuil est $\Delta V_{th} = V_{thIR} - V_{th0}$ où V_{thIR} et V_{th0} sont respectivement les tensions de seuil après et avant irradiation.

La tension de middle gap (V_{mg}) s'obtient par l'intersection de l'extrapolation graphique de la zone linéaire de la caractéristique de transfert, tracée en coordonnées semilogarithmique, mesurée en régime de saturation en conduction sous le seuil (fig. II.2-b) et du courant du middle gap $I_{AK}=I_{mg}$.

Le courant sous le seuil d'un MOSFET en saturation est donné par la relation [SZE 85]:

$$I_{mos} = \sqrt{2}\frac{Z}{2L}(N_A L_B kT)\cdot\left(\frac{n_i}{N_A}\right)^2\sqrt{\frac{q\phi_s}{kT}}\cdot\exp\left(\frac{q\phi_s}{kT}\right) \qquad \text{(II.1-a)}$$

où ϕ_s est le potentiel de surface;

N_A est le niveau de dopage dans le canal supposé uniforme;

et L_B, la longueur de Debye: $L_B = \sqrt{kT\varepsilon_{si}/\left(q^2 N_A\right)}$

On posera $C_m = \dfrac{\sqrt{2}\mu Z}{2L}$

Le courant du middle gap est obtenu à partir de l'équation (II.1-a) pour:

$$\phi_s = \frac{kT}{q}\ln\left(\frac{N_A}{n_i}\right) \qquad \text{(II 1-b)}$$

La variation de la tension dû aux charges dans l'oxyde est donc la différence entre la tension de middle gap avant et après irradiation, $\Delta V_{N_{ot}} = V_{mg_{IR}} - V_{mg_0}$. (II 2-a)

La contribution de la variation du nombre de pièges à l'interface est alors déterminée par la différence, $\Delta V_{N_{it}} = \Delta V_{th} - \Delta V_{N_{ot}}$. (II 2-b)

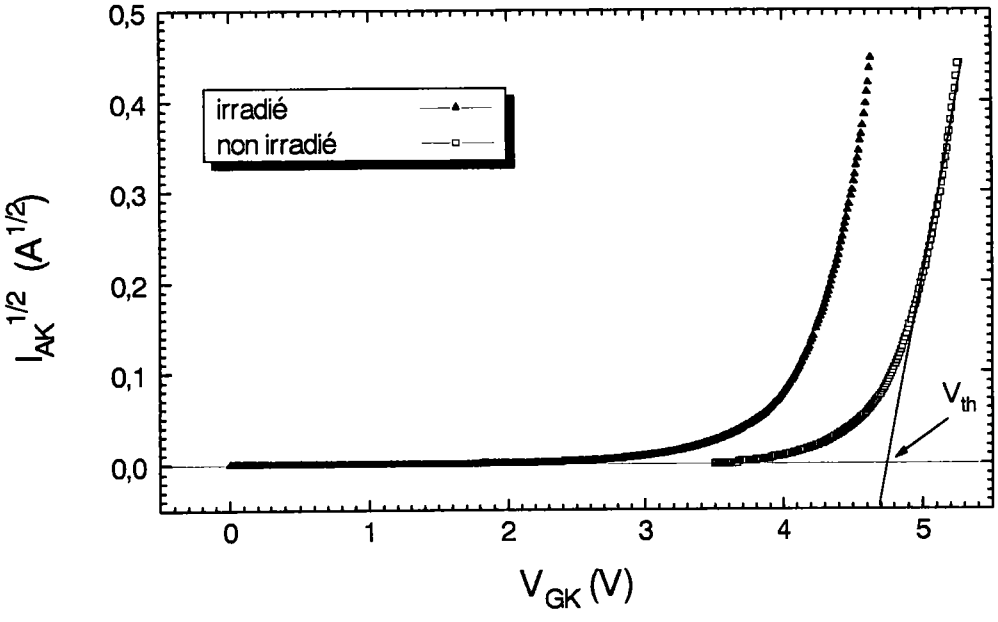


Figure II 2-a: Caractéristiques de transfert utilisées pour la détermination de la tension de seuil.

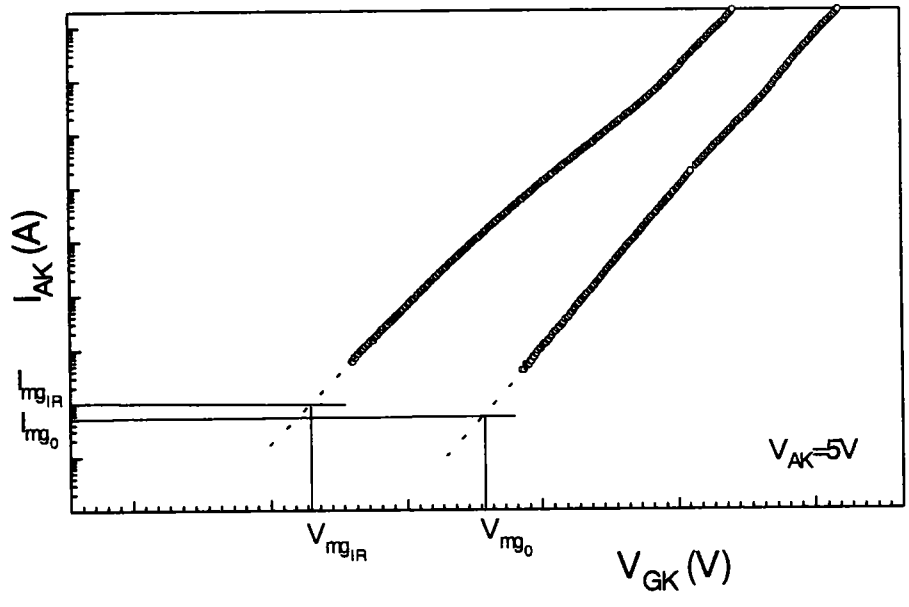


Figure II 2-b: Caractéristiques de transfert mesurées en saturation et en régime de conduction sous le seuil

La dérive de la tension de seuil due aux charges à l'interface permet de déterminer l'augmentation du nombre de pièges à l'interface par unité de surface:

$$\Delta N_{it} = \Delta V_{N_{it}} C_{ox} / q. \qquad \text{(II 3-a)}$$

De même l'augmentation du nombre de charges piégées dans l'oxyde par unité de surface, ΔN_{ot} , est donnée par:

$$\Delta N_{ot} = \Delta V_{N_{oit}} C_{ox} / q. \qquad \text{(II 3-b)}$$

2.1.2 Etudes des jonctions

Nous avons étudié l'effet de l'irradiation ionisante sur la jonction drain-source d'un HEXFET à canal n (L'HEXFET possède la même structure que l'IGBT sans la couche P^+). Les caractéristiques I-V sont obtenues pour une polarisation de grille assurant le blocage du canal. La tension V_{GS}-V_{th} est maintenue constante quelle que soit la dose d'irradiation pour éliminer l'influence de la tension V_{GS}. En effet les caractéristiques I-V sont fortement influencées par la tension de grille [LEB.BMB 95]. Malgré cette précaution nous avons enregistré d'importantes modifications sur le coude et sur la pente de la caractéristique I-V de la jonction. Une extraction précise des paramètres de la diode a été faite grâce à notre logiciel PARADI [CHA MBM 85]. Cette extraction montre de manière exacte l'évolution des paramètres de la diode en fonction de la dose d'irradiation [DEL.MME 95]. Cette évolution a été attribuée, dans le cas de l'HEXFET, aux charges piégées dans les oxydes de passivation.

Pour l'IGBT, l'accès à cette jonction n'est pas réalisable du fait de la présence de la couche P^+ (Emetteur du PNP). Cependant la caractéristique I-V d'une autre jonction P^+N^- peut être obtenue en rendant le canal, cette fois-ci, complètement ouvert. Cette jonction, étant située en profondeur dans le volume, est donc peu ou pas sensible à l'irradiation ionisante. Une étude plus détaillée concernant cette jonction sera faite plus loin.

2.2 Optimisation des performances de l'IGBT par irradiation

2.2.1 Rôle des impuretés dans les semiconducteurs et en particulier dans l'IGBT.

Le rôle d'une impureté dans un semiconducteur dépend du type de l'état qu'elle introduit «dans la bande interdite», de sa concentration, de la nature des autres impuretés présentes.

En ce qui concerne les impuretés superficielles, leur rôle est de contrôler la conductivité. Elles introduisent des niveaux localisés dont l'énergie d'ionisation est inférieure

à kT_o (0.026eV) et qui sont ionisés à température ambiante. Ainsi les valeurs de conductivité à température ambiante que l'on peut obtenir peuvent varier de 10^{-9} à $10^{3}\ \Omega^{-1}cm^{-1}$ pour des concentrations d'impuretés incorporées allant jusqu'à 10^{20} atomes par cm^3.

Les impuretés profondes, celles introduisant un niveau d'ionisation proche du milieu de la bande interdite, sont généralement introduites à des concentrations plus faibles et deux rôles principaux leur sont dévolus:

- un rôle compensateur: des centres profonds en quantité suffisante peuvent piéger tous les porteurs libres libérés par les donneurs ou accepteurs superficiels. Le matériau peut ainsi devenir un bon isolant électrique et servir de substrat pour faire croître des couches épitaxiées.
- un rôle de centre recombinant: les porteurs libres injectés dans les bandes de conduction et de valence se recombinent. C'est de ce type de centre dont il sera question dans ce qui va suivre.

Dans les semiconducteurs à gap indirect tel que le silicium, le mécanisme de recombinaison directe est très peu probable car les électrons du bas de la bande de conduction ont une quantité de mouvement non nulle par rapport à celle des trous du haut de la bande de valence. Une transition directe conservant à la fois l'énergie et la quantité de mouvement ne peut se produire sans interaction simultanée avec le réseau. Le mécanisme de recombinaison dominant est donc celui mettant en jeu une transition indirecte par l'intermédiaire de niveaux d'énergie localisés dans la bande interdite. Dans ce cas les durées de vie des porteurs minoritaires sont inversement proportionnelles à la concentration des centres recombinants par unité de volume [SZE 85]. Pour les composants demandant de grandes vitesses de commutation, des durées de vie très courtes seront recherchées. Le semiconducteur sera alors très fortement dopé en centres recombinants. Ce but peut être atteint de deux façons, par dopage ou par irradiation.

• Pour le dopage, de nombreuses impuretés correspondant à des centres recombinants ont des niveaux d'énergie voisins du milieu de la bande interdite. Dans le cas du silicium, un exemple typique de centre recombinant est l'or. Ce centre dont les propriétés sont utilisées depuis longtemps est introduit par diffusion dans le silicium à une température élevée (entre 800 et 1000°C). Il provoque l'introduction de deux niveaux: un niveau accepteur à 0.35eV au dessus de la bande de valence et un niveau donneur à 0.55eV au dessous de la bande de

conduction [WU.P 82]. La durée de vie décroît alors linéairement avec la concentration de défauts introduits. Par exemple, pour une variation de la concentration de 3 décades (de 10^{14} à $10^{18}cm^{-3}$), la durée de vie des porteurs minoritaires décroît de 3 décades (de 200ns à 0.2ns). Le platine peut également être utilisé comme centre recombinant dans le silicium.

• L'irradiation par des particules de haute énergie, quant à elle, introduit des défauts de déplacement correspondant à un endommagement du réseau par déplacement de ses atomes. Des niveaux d'énergie apparaissent alors dans la bande interdite.

L'irradiation aux électrons (IE) et l'irradiation par des neutrons (IN) sont les deux types d'irradiation qui donnent les meilleurs résultats en fonction de la dose appliquée. L'irradiation par rayons gamma peut engendrer des effets comparables mais pour une dose de 100 à 300 fois plus importante [CAR.SA 77] qui a pour inconvénient, dans le cas de l'IGBT, d'altérer fortement le fonctionnement de la structure MOS.

Dans ce qui va suivre nous nous intéresserons à l'irradiation aux électrons, comme technique d'amélioration de la fréquence de fonctionnement des composants de commutation. Une comparaison des performances de cette technique avec celles obtenus par irradiation aux neutrons et par dopage sera faite et un inventaire des avantages et des inconvénients obtenus par les différéntes techniques sera présenté.

2.2.2 Effets de l'irradiation par électrons sur l'IGBT

L'irradiation par électrons (IE) est utilisée pour contrôler la durée de vie des porteurs minoritaires dans la couche épitaxiée de l'IGBT et ainsi réaliser des IGBTs ayant plusieurs vitesses de commutation. L'IE permet également d'améliorer la tenue de l'IGBT au latchup. En contre partie elle a des effets indésirables sur d'autres paramètres électriques tels que la tension de déchet et le courant de fuite. Un compromis doit être recherché.

Cette irradiation introduit des centres profonds dans la structure réduisant ainsi la vitesse de recombinaison des porteurs. Deux niveaux d'énergies dus à l'IE sont identifiés: un niveau accepteur à 0.16eV au dessous de la bande de conduction et un niveau donneur à 0.27 au-dessus de la bande de valence [WER 58] et [BAL.K 77]. Les sections de capture efficaces relative au niveau donneur σ_n sont égales $8x10^{-13}cm^{-2}$ pour les électrons et $9.5x10^{-15}cm^{-2}$ pour les trous σ_p. Pour le niveau accepteur, $\sigma_n = \sigma_p = 2x10^{-15}cm^{-2}$.

Les effets de l'IE sur le temps de commutation, la tension de déchet et le courant de fuite de l'IGBT ont été étudiés par Baliga [BAL 84]. Elle a été faite sur une série d'IGBT soumis à plusieurs doses d'IE, allant de 0,5 MRad(Si) à 16MRad(Si), avec des électrons ayant une énergie de 3MeV.

2.2.2.1 Effet de l'IE sur la durée de vie et sur le temps de fermeture

La variation de la durée de vie des porteurs minoritaires après irradiation, τ_f, peut s'exprimer en fonction de la dose d'irradiation ϕ, de la durée de vie avant irradiation τ_i, et du coefficient de dégradation K: $\frac{1}{\tau_f} = \frac{1}{\tau_i} + K\phi$ (II 4)

Cette relation est la même que celles établies pour l'irradiation par neutrons ou par protons [GRE.G 70], [VAN.SCK 94].

Le temps de fermeture des IGBTs dépend du courant I_{AK} et de la durée de vie des porteurs minoritaires dans la zone N- qui dépend de la dose (cf équation II 4).

Contrairement au transistor bipolaire ou au MOSFET, le temps de fermeture de l'IGBT dépend du courant commuté. Une diminution de ce courant entraine une augmentation du temps de fermeture. Comme le montre la figure II 3, la coupure du courant se décompose en deux parties. La traînée qui compose la partie principale du temps de fermeture varie peu avec le courant I_{AK}, par contre la variation liée à la fermeture du MOSFET dépend fortement de celui-ci. Le temps de férmeture étant défini comme le temps nécessaire pour passer de 90% à 10% de la variation du courant. Ce pourcentage dépend de la valeur initiale avant fermeture.

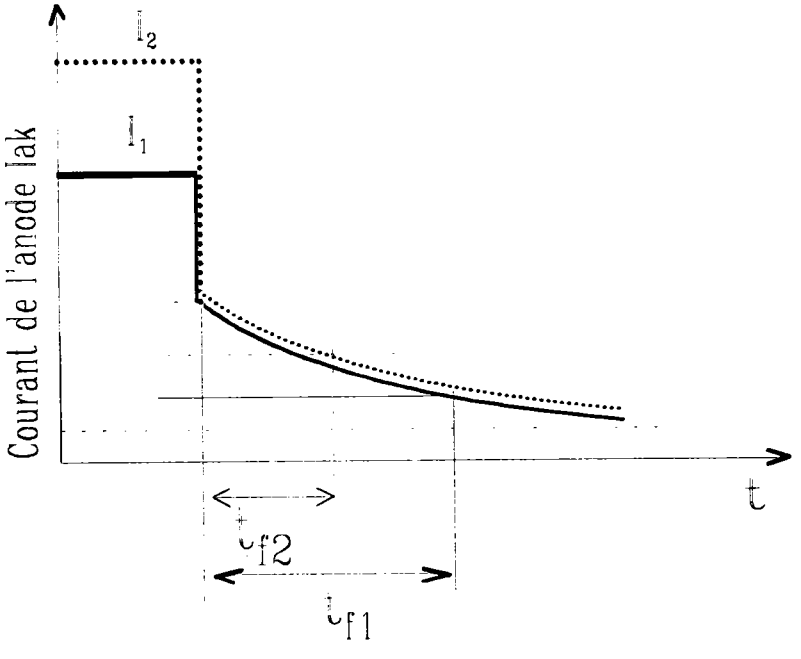


Figure II 3: Forme d'ondes type en fermeture d'un IGBT donnée pour deux valeurs du courant I_{AK} commuté.

2.2.2.2 Effet de l'IE sur la tension de déchet

L'IGBT peut être assimilé dans le cas d'une polarisation directe à une diode P^+N^- présentant un haut niveau d'injection de porteurs minoritaires dans la couche épitaxiée N^-. Cette injection réduit fortement la résistance de la couche N^- en la modulant. L'IE réduit la durée de vie des porteurs minoritaires et par conséquent leur longueur de diffusion ce qui se traduit, comme dans le cas des autres dispositifs bipolaires, par une diminution de la conductivité. Pour obtenir une même valeur de courant entre un IGBT non irradié et un IGBT irradié, il est nécessaire d'augmenter la tension V_{AK} de ce dernier. L'augmentation de cette tension associée à l'augmentation de la résistivité de la couche N- amène une augmentation de la tension de déchet [CHO 70].

2.2.2.3 Courant de fuite

L'introduction de défauts profonds dans le silicium, suite à une IE, amène une augmentation du courant de fuite. Cette accroissement est dû à un nombre plus important de charges générés dans la zone de charge d'espace mais également dû au courant de diffusion dans la zone épitaxiée N^-. L'introduction de défaut ayant un niveau d'énergie proche du niveau intrinsèque amène une augmentation du courant de génération [BAL 84]. C'est ce dernier qui reste prédominant à température ambiante.

Le courant de fuite augmente avec la dose d'irradiation et avec la tension de polarisation V_{AK} mais reste relativement faible, inférieur à 1μA, ce qui n'est pas suffisant pour produire une conduction thermique quand le dispositif est bloqué.

2.2.2.4 Courant du latchup

L'effet de l'irradiation par électrons sur le courant latchup a été étudié par Chow et al. [CHO.BGA 92]. Ce courant correspondant à la perte de contrôle de l'IGBT par la grille. Le courant minimum pour lequel le latchup a lieu croît avec la dose d'irradiation. Cette augmentation qui correspond donc à une amélioration de la tenue de l'IGBT au latchup est due à une diminution du gain en courant, β , du transistor PNP. β étant le rapport du courant I_c, pris au début de la traînée, sur le courant I_{mos}. En effet le déclenchement du courant latchup a lieu quand le transistor parasite NPN (cf chap. I, Fig. I 6) est polarisé en direct, soit $R_pI_c \geq V_{be}(NPN)$. En utilisant le gain en courant β et le courant total dans l'IGBT, $I_{AK}=I_b+I_c$, la condition du déclenchement du latchup devient:

$$I_{AK} \geq (1+\frac{1}{\beta})\frac{R_p}{V_{be}} \qquad \text{(II 5)}$$

2.2.3 Comparaison des irradiations par électrons (IE) et des irradiations par neutrons (IN)

L'irradiation aux neutrons (IN) est également utilisée pour contrôler la vitesse de commutation des IGBTs. Une étude comparative de cette technique et de ses performances avec l'IE a été réalisée par Strifler et al. [STR.B 85].

La tension de déchet et la vitesse de commutation sont deux paramètres qui permettent de caractériser la qualité de l'IGBT. L'influence des irradiations IN et IE sur la caractéristique donnant la tension de déchet en fonction du temps de commutation a été réalisée sur l'IGBT [STR.B 85]. La nature des défauts introduits dans le cristal responsables de la réduction de la durée de vie des porteurs est sensiblement la même pour les deux techniques. Les performances de l'IGBT obtenues par ces deux techniques sont donc comparables même si l'IN présente un léger avantage. Cet avantage disparaît lorsqu'on effectue un recuit puisque l'IN présente une moins bonne stabilité en fonction de la température. Le recuit est indispensable pour éliminer les charges dans l'oxyde et pour stabiliser l'évolution de la durée de vie des porteurs dans le temps. En effet, le rapport entre le temps de fermeture après 300mn de recuit à température ambiante et le temps de fermeture avant recuit, toujours après irradiation, est d'un facteur 2. Ce rapport est de 3 à 300°C et atteint 7 à 350°C. Concernant l'IE, le rapport est de 1,3 à 300°C et 2,2 à 350°C (toujours après 300mn). Aucune évolution dans le temps n'est enregistrée à température ambiante pour l'IE.

Pour atteindre le temps de fermeture initiale, avant irradiation, un recuit à une température égale ou supérieure à 450°C s'impose pour l'IE alors qu'un recuit à 375°C est suffisant dans le cas de l'IN. Ce qui tend à montrer la stabilité de l'IE. Pour revenir à la valeur de la tension de seuil de l'IGBT avant irradiation, on effectue un recuit de quelques minutes à 300°C pour l'IE. Ce recuit permet de neutraliser les effets des charges, dans ou proche des oxydes, créées lors de l'IE et ceci sans trop dégrader les améliorations apportées par l'IE. Par contre l'IN étant faiblement ionisante, elle n'affecte que très peu la tension de seuil.

Le plus grand avantage de l'IE sur l'IN reste technique. En effet, les sources d'IE sont plus répendues ''accélérateur de Van de Graff'' et leur utilisation demande moins de précautions comparée aux sources d'IN. Cette dernière nécessite l'utilisation de réacteurs nucléaires et un filtrage spécial pour éviter les effets neutrons thermiques sur les composants. De plus l'IE peut être réalisée sur des composants montés et pré-testés, ce qui n'est pas le cas de l'IN. Les neutrons pouvent réagir avec les parties métalliques du dispositif et les rendre radioactives.

2.2.4 Comparaison irradiation dopage

Une comparaison entre l'or, le platine et l'IE comme techniques de contrôle des performances des composants de puissances [BAL.S 77] montre que l'or donne les meilleurs résultats. Le platine et l'IE permettent des performances comparables. Ils présentent moins de courant de fuite. Ce courant étant principalement dû à la génération de charges dans la couche de déplétion du dispositif. Les défauts introduits sont d'autant plus actif que leurs niveaux sont à égale distance de la bande de conduction et de la bande de valence. Les niveaux introduits par l'IE sont à 0,16eV au-dessous de la bande de conduction et à 0.27eV au-dessus de la bande de valence tandis que l'or introduit un niveau prédominant à 0.55eV au-dessus de la bande de valence soit à 0.02eV du milieu du gap. Le niveau introduit par l'or favorise ainsi une augmentation du courant de fuite. De plus la diffusion de l'or se faisant à haute température (supérieure à 800°C), les connexions et le boîtier du dispositif risque d'être endommagés. Il est donc nécessaire de diffuser avant la réalisation finale du composant.

3. Etude expérimentale

3.1 Effets des irradiations ionisantes sur l'IGBT

Les IGBTs étudiés sont de la série IRGBC20S de chez International Rectifier. Deux doses d'irradiations aux rayons gammas sont analysés: 20krad(Si) réalisée à l'ESA-ESTEC (Hollande) et 2Mrad(Si) effectuée au SCK.CEN (Belgique).

3.1.1 Adaptation de la méthode de séparation des charges sur l'IGBT

Le calcul du courant du middle gap nécessite la connaissance de la capacité de l'oxyde par unité de surface ($C_{ox,}$), la densité de dopage dans le canal et le coefficient C_m Quand ces paramètres ne sont pas disponibles, leur détermination peut être réalisée à partir de mesures C-V entre grille et substrat dans le cas des transistors MOSFETs. En ce qui concerne les transistors à structures VDMOS tel que l'IGBT, les couches jouant le rôle de source et de substrat sont technologiquement court-circuitées par l'électrode la source. Ceci rend la mesure C-V classique entre grille et substrat impossible. Nous avons proposé une nouvelle méthode de mesure et d'analyse de caractéristiques C-V adaptée aux dispositifs de type VDMOS [ELM.HML 96] afin de déterminer les paramètres manquants.

3.1.1.1 Mesures C-V

La caractéristique C-V de la figure II 4-a est obtenue pour une mesure sur un IGBT non irradié entre grille et cathode avec l'anode non connectée (le substrat étant

technologiquement connecté à la Cathode). La mesure est réalisée à température ambiante sur un pont d'impédance HP 4280A fonctionnant à une fréquence de 1MHz. A titre indicatif une mesure faite sur un MOSFET classique est donnée en insert dans la figure II 4-a.

La remontée abrupte se produisant à V_{GK}=4.5V (tension de seuil du transistor) correspond à la création du canal n dans la zone P court-circuitant ainsi la Source et le Drain. On mesure alors pour les V_{GK} > 4.5V (zone 4) la capacité totale de l'oxyde sous la grille. Pour V_{GK} < -4V (zone 1), la couche P au niveau du canal est en accumulation et la zone N^- sous la grille est en inversion. Les couches P de deux cellules voisines sont alors court-circuitées et la capacité mesurée est encore une fois la capacité totale de l'oxyde sous la grille. La déplétion de la couche P commence pour V_{GK} = -4V. La vitesse de balayage utilisée pour effectuer cette mesure ne permet pas au porteurs minoritaires d'être générés. L'équilibre électrique est alors assuré par une extension de la zone de charge d'espace supérieure à la valeur maximale permise. C'est le régime de déplétion profonde. L'augmentation de la capacité enregistrée à V_{GK}=2V correspond à un retour à l'équilibre de la structure. Les porteurs minoritaires sont générés, la structure atteint le régime d'inversion. La capacité mesurée est la capacité d'inversion de la zone P.

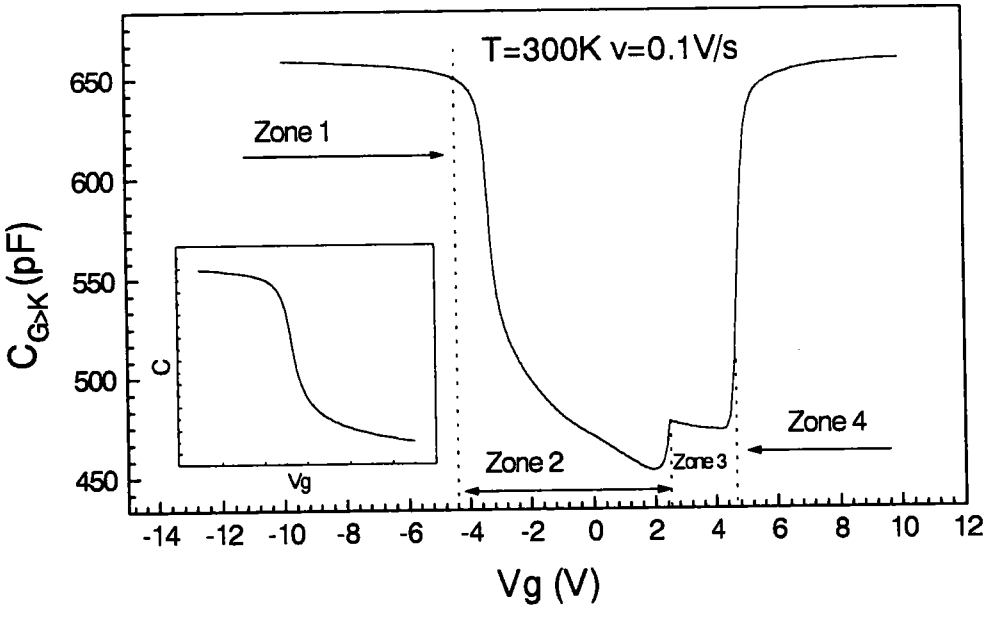


Figure II 4-a: Mesure C-V typique d'un IGBT entre grille et cathode.

Pour confirmer cette hypothèse, une mesure C(t) a été réalisée avec V_{GK} = 2V (Figure II 4-b). La capacité obtenue une fois l'équilibre atteint est la même que celle obtenue pour la mesure C-V (zone 3). D'autres mesures faites à différentes vitesses de balayage et à différentes températures permettent de confirmer le rôle joué par les porteurs minoritaires. Néanmoins les hypothèses sur l'ensemble des zones restent à confirmer et fait encore l'objet d'étude.

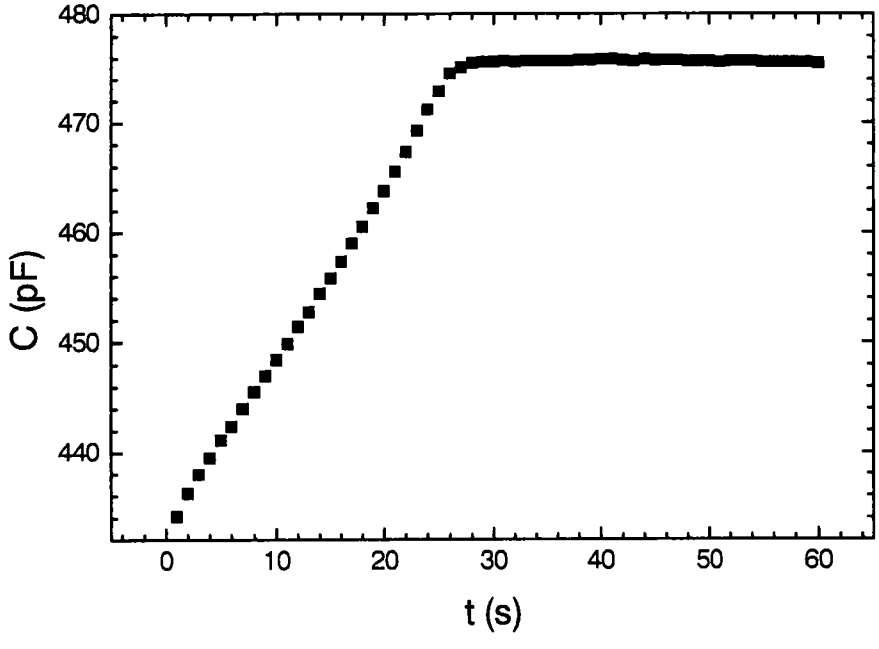


Figure II 4-b: Mesure C-t mesurée pour le même IGBT pour une tension de grille de V_{GK}=2V

a- Détermination de C_{ox}

La capacité de l'oxyde est obtenue à partir de mesures C-V. La capacité mesurée en accumulation est égale à $C_{acc} = C_{ox} \cdot S$, où S est la surface totale de la grille. On en déduit la capacité de l'oxyde $C_{ox} = \frac{C_{acc}}{S}$.

A partir des mesures C(V) à 1MHz on obtient la capacité d'oxyde. Les évolutions des caractéristiques en fonction de la dose sont présentées sur la figure II 5. La capacité d'accumulation mesurée est de 680pF et la surface de grille mesurée optiquement est de 1.6 mm^2. La capacité d'oxyde de par unité de surface est $420 \mu F / m^2$ et l'épaisseur d'oxyde de 0.08µm.

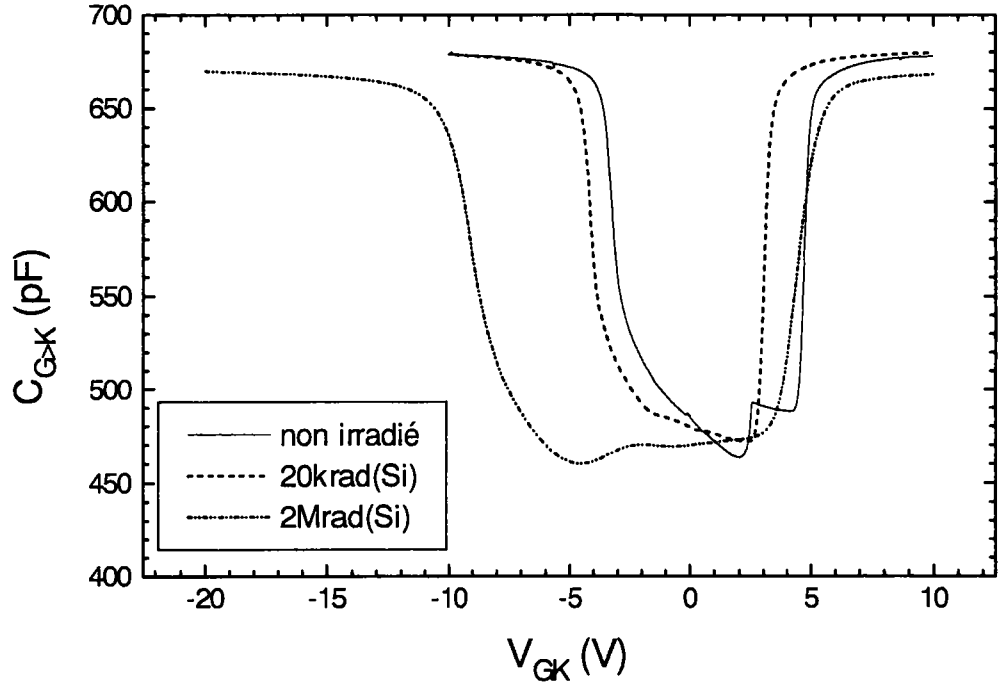


Figure II 5: Courbes C-V à 1MHz pour les différentes IGBTs avant et après irradiation

b- Détermination de N_A

En supposant que le niveau de dopage est uniforme dans le canal, sa valeur est déterminée à partir de la courbe C-V en régime de déplétion.

Dans le cadre de cette hypothèse on a [NIC.B 82]:

$$(\frac{C_{ox}}{C})^2 = 1 + \frac{2C_{ox}^2}{q\varepsilon_{si}N_A} V_{GK} \qquad \text{(II.6)}$$

et en traçant la courbe $(C_{ox}/C)^2 = f(V_{GK})$ La pente de cette caractéristique permet de deduire N_A:

$$N_A = \frac{2 \cdot C_{ox}^2}{q\varepsilon_{si} \cdot pente} \qquad \text{(II 7)}$$

L'évolution de $(C_{ox}/C)^2$ en fonction de V_{GK} dans la zone de déplétion fait apparaître deux pentes (Fig. II 6) ce qui correspond à un profil de dopage à deux niveaux. En effet, comme il a été dit au chapitre I, la couche P est faiblement dopée en surface sous l'oxyde

pour assurer une faible tension de seuil, et fortement dopée en volume pour éviter le declanchement du latchup. Le dopage en surface obtenu est de $2,5x10^{16}cm^{-3}$ et en volume de $1x10^{17}cm^{-3}$.

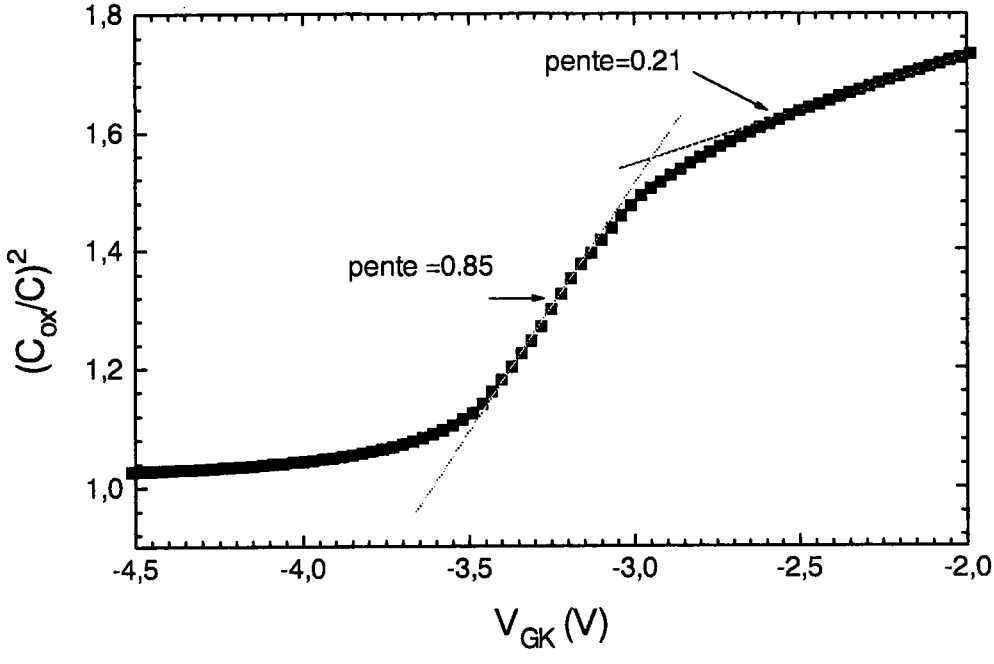


Figure II 6: Caractéristique $(C_{ox}/C)^2 = f(V_{GK})$ calculée à partir de la courbe C-V de la figure II 2 pour un IGBT non irradié

3.1.1.2 Mesures I-V

a- Détermination de C_m

Le courant I_{AK}, entre anode(A) et cathode(K), dans l'IGBT, peut s'exprimer en fonction du courant drain du MOSFET (I_{mos}): $I_{AK} = (\beta + 1) \cdot I_{mos}$. où β est le gain en courant du transistor bipolaire PNP de l'IGBT.

L'équation simplifiée du courant du MOSFET en régime de saturation est:

$$I_{mos} = \mu \frac{Z}{L} C_{ox} \left(V_{GK} - V_{th} - \frac{V_{DS_{sat}}}{2} \right) \cdot V_{DS_{sat}} \qquad \text{(II 8)}$$

avec V_{DSsat} la tension de saturation définie par $V_{DSsat} = V_{GS} - V_{th}$.

En remplaçant I_{mos} et V_{DSsat} dans l'expression de I_{AK} on obtient:

$$I_{AK} = (\beta + 1)\mu \frac{W}{2L} C_{ox}(V_{GK} - V_{th})^2 = C'_m C_{ox}(V_{GK} - V_{th})^2 \qquad \text{(II 9)}$$

avec $C'_m = (\beta + 1)\frac{\mu W}{2L}$ et de part sa structure V_{GS}=V_{GK}.

En faisant la mesure I_{AK}=f(V_{GK}) en saturation, et en traçant

$$\sqrt{I_{AK}} = f(V_{GK}) = \sqrt{C'_m C_{ox}}(V_{GK} - V_{th}) \qquad \text{(II 10)}$$

C'_m est déterminée à partir de la pente de la partie linéaire de la courbe $\sqrt{I_{AK}}$ = f(V_{GK}).
Les figures II 7-a et II 7-b présentent l'évolution de cette courbe pour 2 doses d'irradiation respectivement 20krad(Si) et 2Mrad(Si). Les différents résultats obtenus sont présentés dans le tableau II 1.

	20krad (Si)	2Mrad (Si)
C'_{m_0}	2328	1415
$C'_{m_{IR}}$	2054	407
$\Delta C'_m$	-274	-1006

Tableau II 1: Evolution de C'$_m$ avec l'irradiation

Remarque

L'évolution de C'$_m$ traduit soit une évolution de la transconductance du MOSFET soit une évolution de β. Les mesures en commutation n'ont pas montré d'évolution du gain β suffisamment importante pour expliquer les évolutions de C'$_m$ obtenues. C. J. Dale et al. [DAL.MBS 88] ont montré, pour une irradiation gamma, que les transistors bipolaires NPN et PNP ne présentent pas d'évolution du gain β à faible dose. Par contre pour des doses très élevées (> 20Mrad(Si)) il diminuait légèrement (avec une variation moins importante pour les transistors PNP). Dans le cadre de notre étude on peut supposer le gain wconstant. L'évolution C'$_m$ se traduit par une évolution de la transconductance du MOSFET.

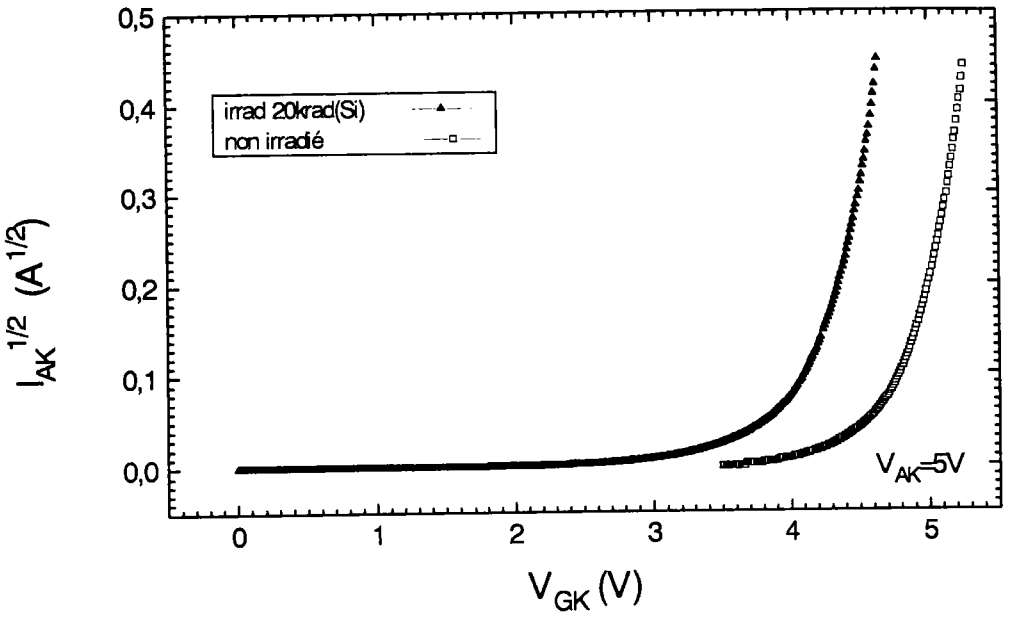


Figure II 7-a: Caractéristiques de transfert $I_{AK}=f(V_G)$ mesurée en saturation, $V_{AK}=5V$, avant et après irradiation (20kRad(Si)).

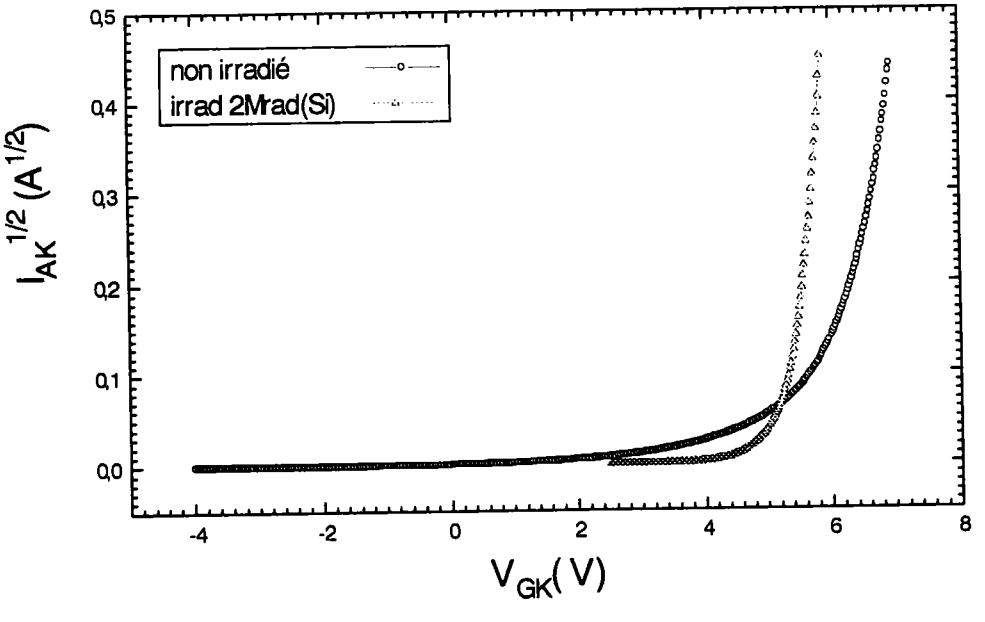


Figure II 7-b: Caractéristiques de transfert $I_{AK}=f(V_G)$ mesurée en saturation, $V_{AK}=5V$, avant et après irradiation (2MRad(Si)).

b- Détermination de la tension de seuil

Les figures II 7-a et II 7-b montrent l'évolution des caractéristiques $\sqrt{I_{AK}}$ = f(V_{GK}) avant et après irradiations respectivement pour des doses de 20krad(Si) et 2Mrad(Si). Les évolutions de la tension de seuil sont présentées dans le tableau II 2.

	20kRad (Si)	2Mrad (Si)
V_{t_0}	4.79V	5.3
$V_{t_{IR}}$	3.98V	5.9
ΔV_{th}	-0.81	0.6

Tableau II 2: Evolution de la tension de seuil avec l'irradiation.

Remarque

Les variations opposées de la dérive de la tension de seuil peuvent être expliquées par le rôle antagoniste joué par les charges d'oxydes et les charges d'interface oxyde-semiconducteur sur les structure de type n-MOSFET.

c- Détermination de I_{mg}

A partir des équations (II 1-a) (II 1-b) et (II 9) on peut écrire:

$$I_{mg} = \sqrt{2}C_m \cdot \frac{kT}{q}\sqrt{\varepsilon_s kTN_A}\,\frac{n_i}{N_A}\left(\ln(N_A / n_i)\right)^{-1/2} \qquad \text{(II 11)}$$

Les courants de middle gap avant et après irradiation sont calculés à partir de l'équation (II 10). Les résultats sont présentés dans le tableau II 3.

	20kRad (Si)	2MRad (Si)
I_{mg_0}	$13.7\text{x}10^{-10}$A	$8.5\text{x}10^{-10}$A
$I_{mg_{IR}}$	$12.1\text{x}10^{-10}$A	$2.4\text{x}10^{-10}$A
ΔI_{mg}	$-1.6\text{x}10^{-10}$A	$-6.1\text{x}10^{-10}$A

Tableau II 3: Evolution du courant middle gap avec la dose d'irradiation.

Remarque

La diminution de la transconductance constaté sur l'évolution de C'_m amène une diminution du courant de middle gap.

3.1.1.3 Détermination de la variation du nombre de charges piégées dans l'oxyde ΔN_{ot}

A partir des courants de middle gap calculés auparavant, nous déterminons l'évolution de la tension de middle gap (Fig II 8-a et II 8-b). Les tensions de middle gap obtenues sont données dans le tableau II 4. Pour cette courbure de bande on peut supposer que les charges d'interface sont neutres [McW.V 86]. Ainsi la détermination de la variation du nombre de charges dans l'oxyde est donnée par l'équation $\Delta N_{ot} = \Delta V_{N_{ot}} C_{ox} / q$. Les résultats sont présentés dans le tableau II 4.

	20kRad (Si)	2MRad (Si)
V_{mg_0}	2.35V	2.3V
$V_{mg_{IR}}$	1.03V	-3.7
$\Delta V_{N_{ot}}$	-1.32V	-6V
ΔN_{ot}	$3.5x10^{11}cm^{-2}$	$1.6x10^{12}cm^{-2}$

Tableau II 4: Variation de la tension du middle gap et du nombre de charges piégées dans l'oxyde avec la dose d'irradiation

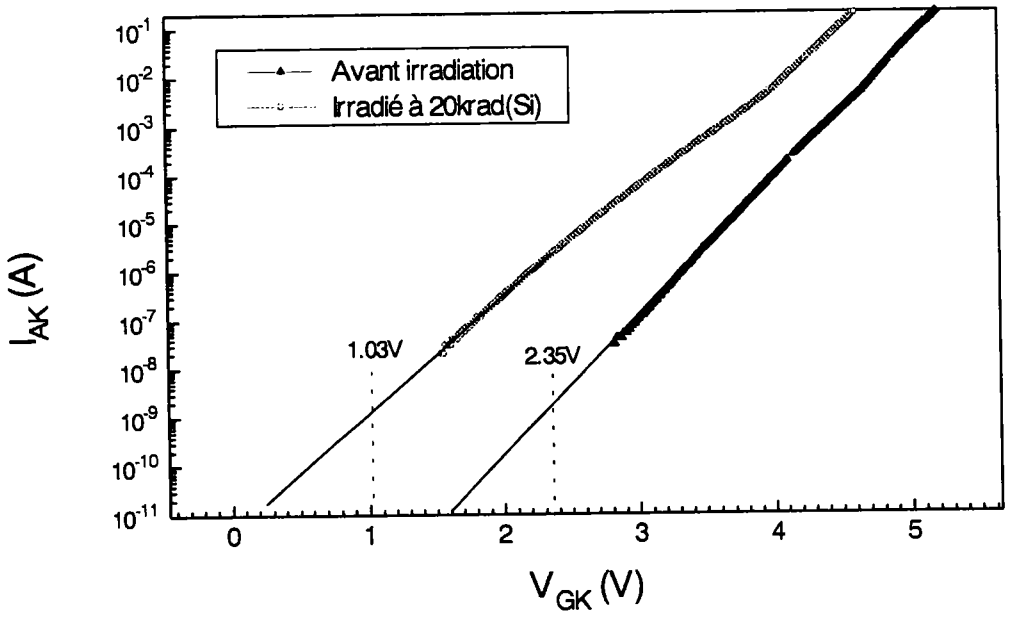


Figure II 8-a: Courbes $I_{AK}=f(V_{GK})$ sous le seuil avant et après une dose d' irradiation de 20kRad(Si).

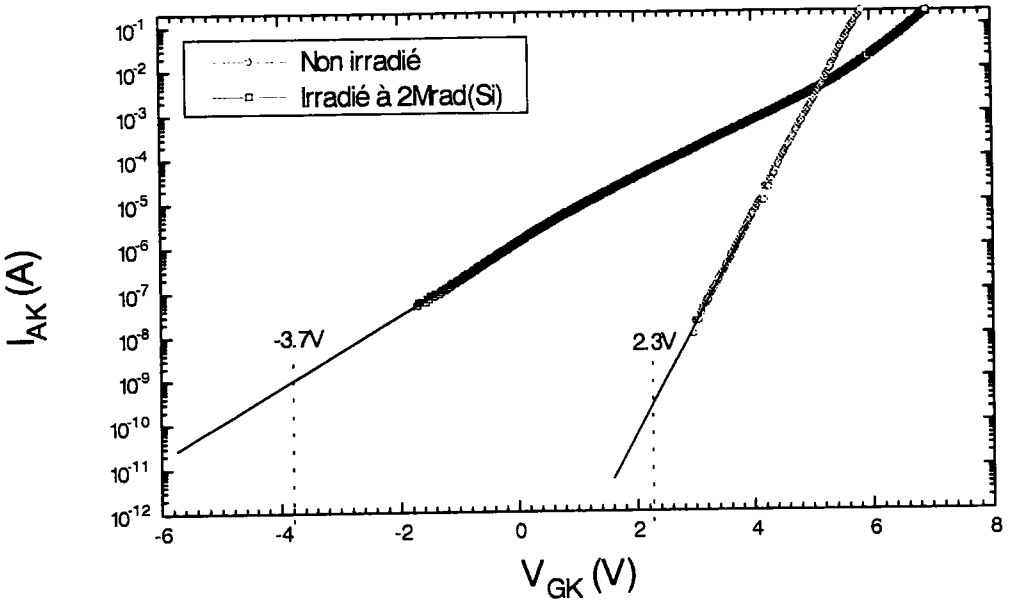


Figure II 8-b: Courbes $I_{AK}=f(V_{GK})$ sous le seuil avant et après une dose d' irradiation de 2Mrad(Si).

3.1.1.4 Détermination de la variation de charges piégées à l'interface ΔN_{it}.

Connaissant la variation de la tension de seuil ΔV_{th} et la variation de tension due aux charges dans l'oxyde $\Delta V_{N_{ot}}$ nous en déduisons la contribution due aux charges d'interface $\Delta V_{N_{it}} = \Delta V_{th} - \Delta V_{N_{ot}}$.

De la même façon on détermine $\Delta N_{it} = \Delta V_{N_{it}} C_{ox} / q$.

Les résultats obtenus sont présentés dans le tableau II 5.

	20kRad (Si)	2MRad (Si)
$\Delta V_{N_{it}}$	+0.49V	6.6V
ΔN_{it}	$1.28\text{x}10^{11}\text{cm}^{-2}$	$1.7\text{x}10^{12}\text{cm}^{-2}$

Tableau II 5: Variation du nombre de charges piégées à l'interface avec la dose d'irradiation.

Remarque

Les résultats obtenus ne permettent pas de savoir si le nombre de charges piégées atteint une saturation. Cependant ΔN_{it} a augmenté d'un facteur 13 entre 20kRad(Si) et 2MRad(Si) alors que ΔN_{ot} n'a augmenté que d'un facteur 4. Ce qui tend à confirmer un effet de saturation du nombre de charges piégées dans l'oxyde [HOF 93].

3.1.2 Effet de l'irradiation sur la jonction P^+N^-

3.1.2.1 Données techniques

Irradiation effectuée au SCK.CEN, Mol (Belgique), par Monsieur Simon Coenen que nous remercions vivement.

Dose d'irradiation: 2Mrad(Si).

Débit de dose : 12krad/h.

Flux neutronique : 220N/cm^{2}s.

Température : 22°C.

Date : 19 janvier 95.

Référence des composants: IRGBC20S de chez International Rectifier.

- IGBTs irradiés avec Grille polarisée (n° 8 et n° 7)
- IGBTs irradiés sans polarisation (n° 2 et n° 6).

Remarque: Cette irradiation présente un faible pourcentage de neutrons mais leurs effets sont montrés comme étant négligeable (3.1.2.3).

3.1.2.2 Caractéristiques de la jonction P^+N^-

Afin de déterminer les effets induits dans le volume de l'IGBT par des irradiations gamma, nous avons fait l'étude de la jonction P^+N^- qui est la jonction émetteur-base du transistor bipolaire du schéma équivalent de l'IGBT. La caractéristique I-V de cette jonction est mesurée en rendant le canal sous la grille complètement ouvert. Cette condition est réalisée pour une tension de grille minimum déterminée à partir de la caractéristique $I_{AK}=f(V_{GK})$ du transistor étudié (Fig. II 9). Les tensions choisies sont:

+ 8V pour l'IGBT standard avant irradiation.

+ 18V pour l'IGBT standard irradié sans polarisation.

+ 0 V pour l'IGBT standard irradié sous polarisation.

Pour ces mesures le schéma équivalent entre Anode et Cathode est alors une diode en série avec une résistance R_{N^-} représentant les résistances de la couche épitaxiée N^- et une résistance R_{mos} représentant la résistance du canal du MOSFET(Fig. II 10).

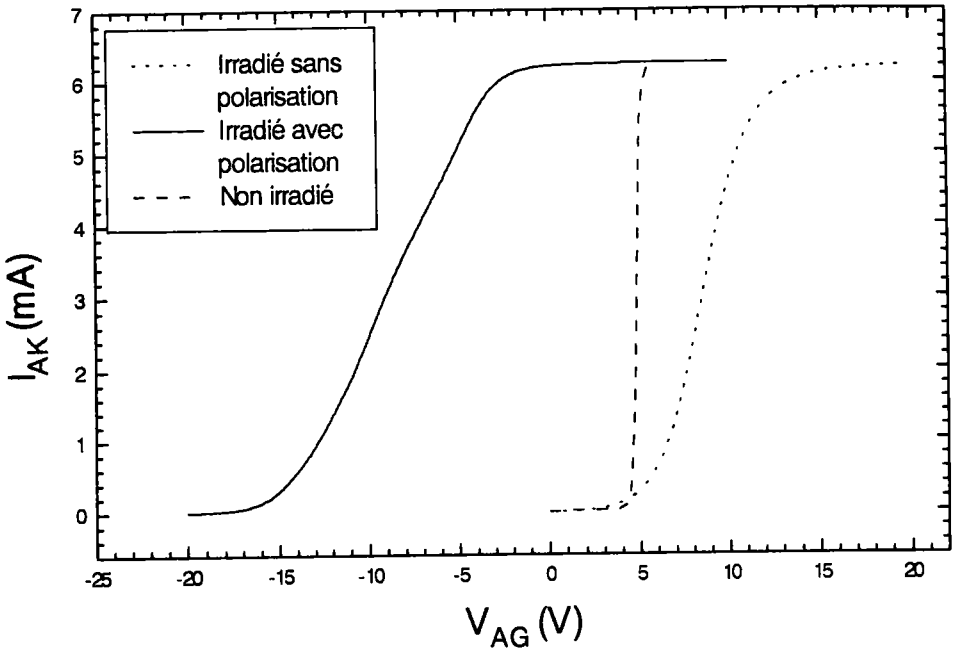


Figure II 9: Caractéristiques $I_{AK}=f(V_{GK})$ avant et après irradiation mesurées pour $V_{AK}=0.8V$.

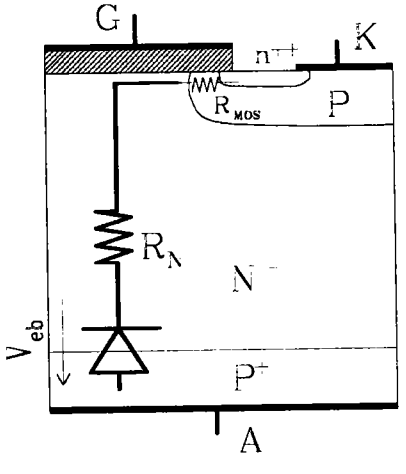


Figure II 10: Structure d'une demi-cellule de l'IGBT montrant le schéma équivalent dela jonction émetteur-base P^+N^- du bipolaire PNP du schéma équivalent

Les caractéristiques de la jonction P^+N^- mesurées aux point de polarisation indiquées ci-dessus sont données dans les figures II 11-a (avant irradiation et après irradiation avec et sans polarisation de grille). La figure II 11-b montre, à titre comparatif, les même caractéristiques mesurées sur des IGBTs soumis à des irradiations par électrons. Ces IGBTs sont nommés Standard (S), Fast (F) et Ultrafast (U).

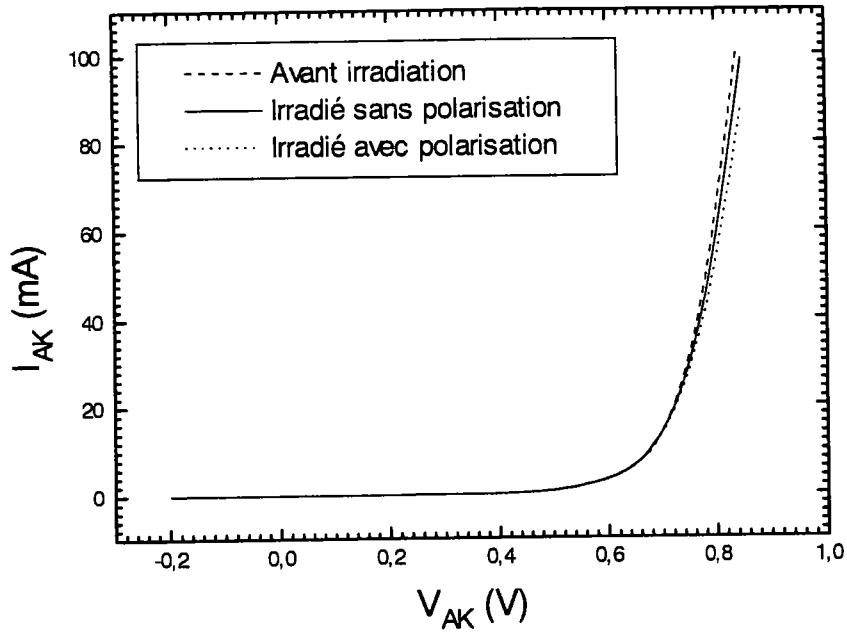


Figure II 11-a: Caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ avant et après irradiation (caractéristique de la jonction P^+N^-)

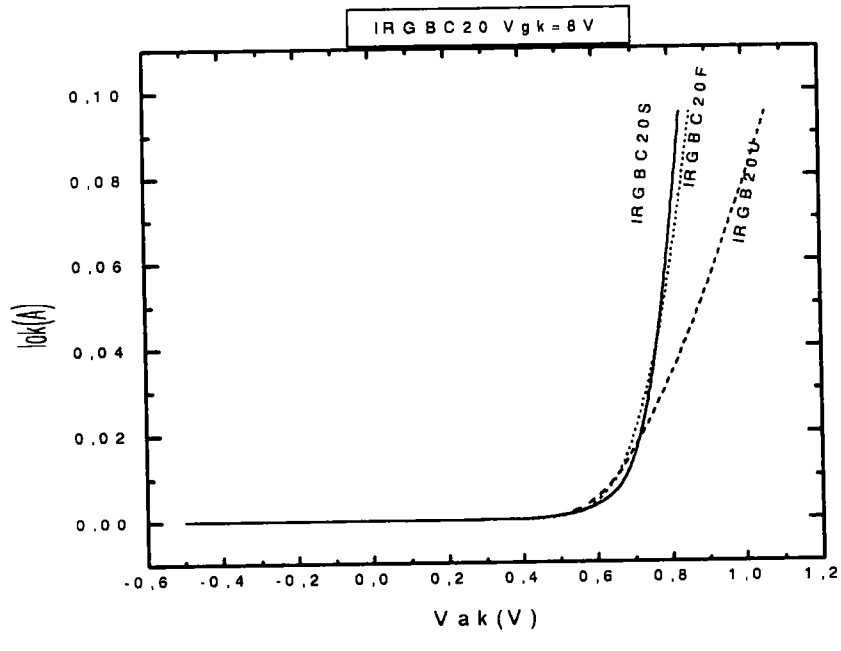


Figure II 11-b: Caractéristique $I_{AK}=f(V_{AK})$ pour les IGBTs du commerce S, F et U.

Les caractéristiques I-V présentées sur la figure II 11-a ne présentent pas d'évolution importante après irradiations. Seule l'analyse numérique permet de révéler les transformations subites.

3.1.2.3 Analyse numérique des résultats.

Les résultats sont obtenus par analyse numérique à partir de notre logiciel PARADI [CHA.MBM 85]. Ce logiciel permet d'extraire les paramètres et les grandeurs décrivant les mécanismes de transport à partir de données expérimentales I-V. Les modèles utilisés sont associés au circuit équivalent, figure II 12, tenant compte des mécanismes de diffusion et de recombinaison, ainsi que des pertes résistives:

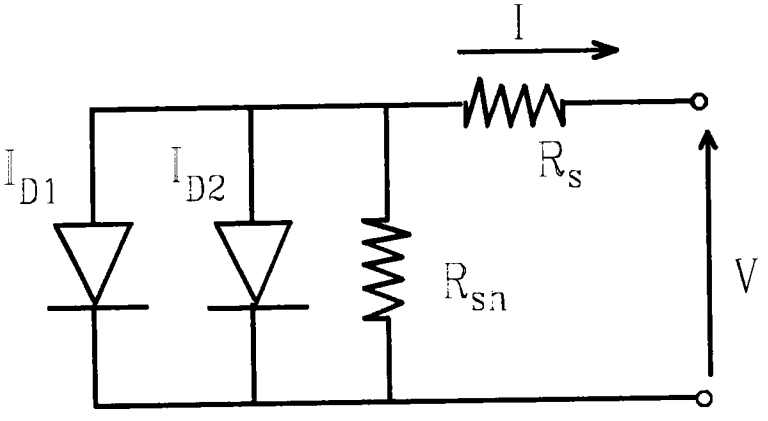


Figure II 12: Circuit équivalent d'une jonction tenant compte des mécanismes de diffusion et de recombinaison.

Modèle VDEM. Modèle à deux exponentielles variable dont l'équation de base est:

$$I = \frac{V + R_s I}{R_{sh}} + I_{01}\left[\exp(\frac{q}{A_1 KT}(V + R_s I)) - 1\right] + I_{02}\left[\exp(\frac{q}{A_2 KT}(V + R_s I)) - 1\right] \qquad \text{(II 11)}$$

où I_{01} est le courant de diffusion de Schokley.

I_{02}, le courant dû à la recombinaison par des pièges dans la zone de charge d'espace.

R_s, la résistance série.

R_{sh}, la résistance shunt.

A_1 et A_2 les facteurs de qualités.

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

ModèleCDEM. Modèle à deux exponentielles.

L'équation de base est la même que celle du modèle VDEM. La seule différence est que le paramètre A_2 est fixé à 2, correspondant au modèle Sah-Noyce-Shockley pour une jonction avec un niveau au centre du gap ou deux niveaux symétriques.

Modèle SEM. Modèle à une exponentielle simple.

Dans ce modèle on ne garde que la deuxième exponentielle. l'équation se réduit donc à:

$$I = \frac{V + R_S I}{R_{sh}} + I_{02}\left[\exp\left(\frac{q}{A_2 KT}(V + R_S I)\right) - 1\right] \qquad \text{(II 12)}$$

Ce modèle donne une bonne représentation des mécanismes lorsqu'un phénomène de conduction domine les autres: diffusion, recombinaison, etc...

Les résultats obtenus sont présentés dans les tableaux II 6, II 7, et II 8 respectivement pour les IGBTs non irradiés, irradiés et les IGBTs du commerce référencés S, F et U.

IGBT	Qrms	A1	I01	A2	I02	Rs	Rsh
NI n° 2	3.13 x10^{-4}	1	8.5 x10^{-15}	2.88	1.0 x10^{-6}	0.727	1.9 x10^{5}
NI n° 6	2.79 x10^{-4}	1	7.5 x10^{-15}	2.78	7.2 x10^{-6}	0.768	1.5 x10^{5}
NI n° 7	3.16 x10^{-4}	1	8.5 x10^{-15}	2.91	1.2 x10^{-6}	0.745	1.5 x10^{5}
NI n° 8	2.42 x10^{-4}	1	8.9 x10^{-15}	2.81	8.4 x10^{-6}	0.758	1.2 x10^{5}

Tableau II 6: Paramètres de l'équation (II 6) extrait par notre logiciel PARADI pour les transistors non irradiés.

IGBT	Qrms	A1	I01	A2	I02	Rs	Rsh
IR n° 2	2.77 x10^{-4}	1	10.2 x10^{-15}	2.91	1.2 x10^{-6}	0.901	2,0 x10^{5}
IR n° 6	2.64 x10^{-4}	1	8.2 x10^{-15}	2.82	8.9 x10^{-6}	0.854	2,0 x10^{5}
IR n° 7	3.39 x10^{-4}	1	8.2 x10^{-15}	2.91	1.2 x10^{-6}	0.90	1,0 x10^{5}
IR n° 8	02.55 x10^{-4}	1	10.2 x10^{-15}	2.86	1.0 x10^{-6}	0.831	1,0 x10^{5}

Tableau II 7: Paramètres de l'équation (II 6) extrait par notre logiciel PARADI pour les transistors irradiés

IGBT	Qrms	A1	I01	A2	I02	Rs	Rsh
(S) n° 1	4.33 x10^{-4}	1	1.02 x10^{-14}	3.03	1.65 x10^{-6}	0.704	1.31 x10^{5}
(S) n°2	4.57 x10^{-4}	1	1.25 x10^{-14}	3.1	2.25 x10^{-6}	0.778	1.68 x10^{5}
(F) n°1	12.6 x10^{-4}	1	1.19 x10^{-20}	2.26	1.65 x10^{-7}	0.882	7.93 x10^{4}
(F) n°2	7.24 x10^{-4}	1	1.16 x10^{-20}	2.23	1.45 x10^{-7}	0.749	5.6 x10^{4}
(U) n°1	18.72 x10^{-4}	1	1.20 x10^{-17}	2.25	2.37 x10^{-7}	3.34	6.65 x10^{4}

Tableau II 8: Paramètres de l'équation (II 6) extrait par notre logiciel PARADI pour 3 series d'IGBTs: Standard, Fast et Ultrafast. Le plus rapide étant le plus irradié (électrons).

Q_{rms} est la moyenne quadratique des distances entre les points expérimentaux et les points théoriques. C'est cette valeur qui permet d'apprécier l'efficacité du modèle choisi. Plus cette valeur est faible, plus l'ajustage est précis. La plus basse valeur correspond à la meilleure description des mécanismes physiques.

Les résultats obtenues montrent que c'est le modèle VDEM qui donne les meilleurs résultats. Ceci implique que les mécanismes de diffusion et de recombinaison restent, ici, compétitifs. On limitera donc nos commentaires à ce modèle.

En comparant les paramètres des IGBTs avant et après irradiation (2MRad(Si) (gamma)), des tableaux II 6 et II 7. On peut remarquer que seul le paramètre R_s présente une évolution notable. Les autres paramètres, I_{01}, I_{02}, R_{sh} et A_2, compte tenu de leurs valeurs ne présentent pas d'évolution significative. La variation de Rs peut être expliquée par la variation de la conductance du canal du MOS (R_{mos}). Evolution qui a déjà été signalée lors du calcul de Cm (chap. II, para. 3.1.1.2). On peut donc affirmer que cette irradiation introduit un effet actif en surface et non en volume comme nous l'avons signalé précédemment.

A titre de comparaison, la même étude a été faîtes sur des composants du commerce se différenciant par leurs vitesses de commutation (tableau II 8). Nous savons que le temps de commutation est amélioré par une irradiations par électrons [BAL 84]. Dans ce cas on remarque une évolution de tous les paramètres suivis. Les principales tendances montrent:

- une diminution du courant I_{01} (courant de diffusion) après irradiation par électrons.
- une diminution du courant I_{02} (courant de recombinaison) après irradiation, ce qui signifie qu'il y a plus de défauts dans le volume.
-une diminution de A_2, et de R_{sh} qui traduisent des niveaux de défauts plus nombreux et actifs pour les mécanismes de recombinaison.

-une augmentation de R_s plus importante que celle introduite par l'irradiation gamma. Ceci est dû à une augmentation à la fois de la résistance du canal R_{mos} mais surtout de la résistance de la couche épitaxié R_N- conséquence de l'introduction de densité de défauts dans le volume.

3.2 Effets de l'irradiation par électrons sur l'IGBT

Un nombre d'IGBTs de type standard IRGBC20S ont été soumis à des doses d'irradiations par électrons d'énergie 4MeV. Trois doses différentes sont étudiées: 1Mrad(Si), 4Mrad(Si) et 8Mrad(Si). Chaque dose a été appliquée à un groupe de trois composants. Tous les IGBTs étudiés ont été caractérisés une première fois avant irradiation. Ces composants pris dans un lot d'IGBTs de la même série ont été choisis parce qu'il présentaient des caractéristiques très voisines avant irradiation. Un IGBT témoin du même lot est conservé non irradié pour comparaison ou pour d'éventuelles mesures complémentaires. Après irradiation, ces différents composants ont été de nouveau caractérisés afin d'observer les évolutions des différents paramètres suivis.

3.2.1 Evolution des caractéristiques I_{AK}-V_{AK}

L'ensemble des caractéristiques mesurées avant et après irradiation sont présentés sur les figures II 13-a, II 13-b et II 13-c. La tension V_{AK} appliquée pendant ces mesures est de 0,7V. La figure II 13-a présente l'évolution des IGBTs numérotés C, H et S ayant subit une dose de 1Mrad(Si). On remarque des évolutions semblables pour les composants notés H et C alors que le composant S présente une dérive de la tension de seuil plus importante.

Les composants appelés O, T et G ont été irradiés à 4Mrad(Si). L'évolution de leurs caractéristiques présente une diminution de la tension de seuil mais l'évolution de cette dérive n'est pas la même selon le composant étudié.

Une dose de 8Mrad(Si) a été appliquée sur les composants appelés E, I et N. Pour ces caractéristiques on remarque une diminution de la tension de seuil mais pour le composant noté E, elle est très inférieure aux deux autres. Cependant quelque soit la dose d'irradiation et le composant étudié, les caractéristiques I_{AK}-V_{AK} présentent une diminution de leur transconductance.

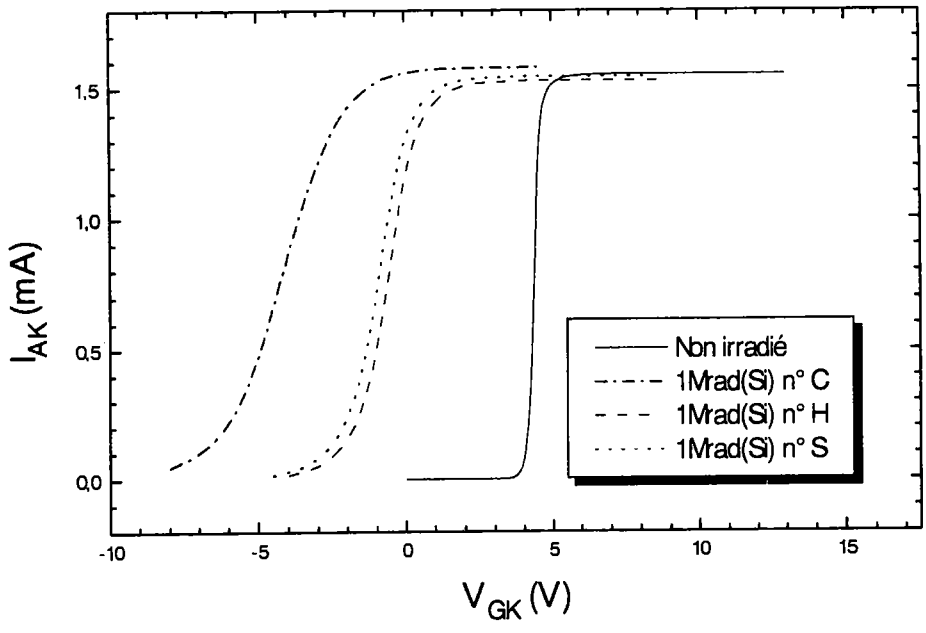


Figure II 13-a: Evolution de la caractéristique de transfert I_{AK}-V_{GK}, des IGBTs de la même série, suite à une irradiation aux électrons d'une dose de 1Mrad(Si).

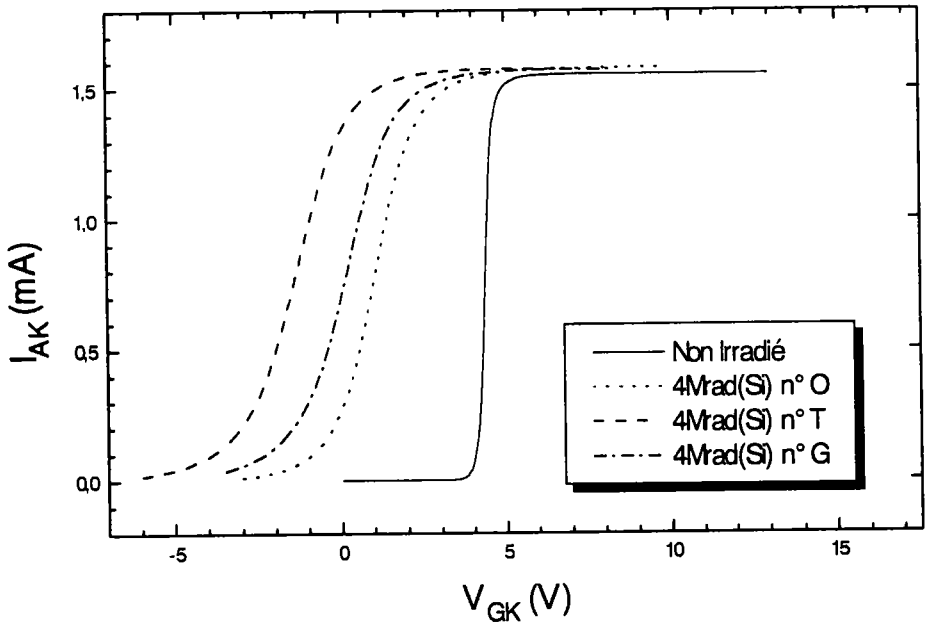


Figure II 13-b: Evolution de la caractéristique de transfert I_{AK}-V_{GK}, des IGBTs de la même série, suite à une irradiation aux électrons d'une dose de 4Mrad(Si).

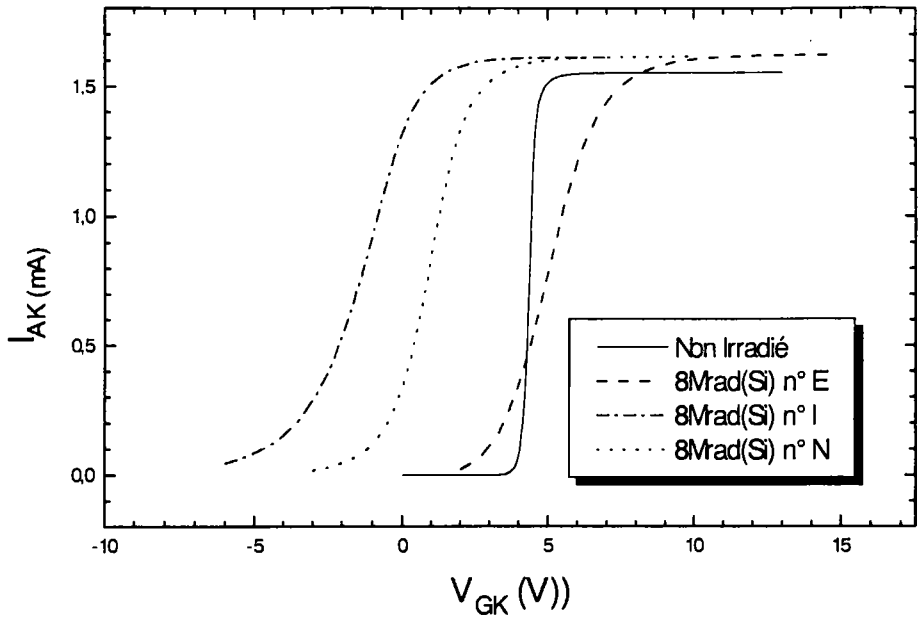


Figure II 13-c: Evolution de la caractéristique de transfert I_{AK}-V_{GK}, des IGBTs de la même série, suite à une irradiation aux électrons d'une dose de 8Mrad(Si).

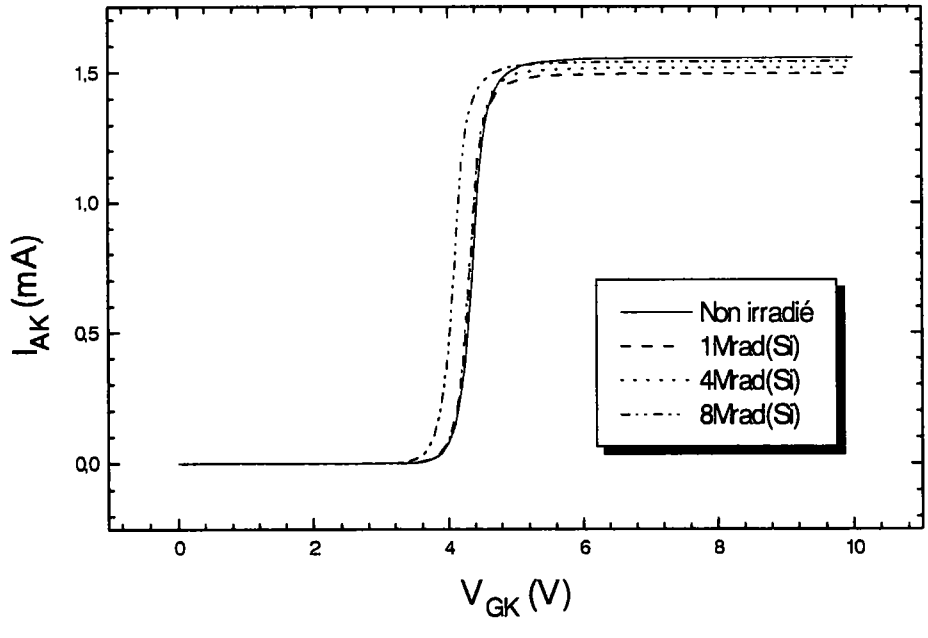


Figure II 14: Caractéristiques de transfert I_{AK}-V_{GK} mesurées après irradiation et recuit comparées à la caractéristique d'avant irradiation.

Etant donné que cette étude porte sur les effets induits par irradiation dans le volume et non sur les effets induits dans les oxydes et à l'interface oxyde/semiconducteur, les effets de l'IE sur ces caractéristiques ne seront donc pas pris en compte. Un recuit permettant l'élimination des charges dans l'oxyde sera réalisé afin d'isoler les effets de déplacement et de rendre le composant fonctionnel.

Les mêmes caractéristiques sont données figure II 14 après un recuit de 10mn à 300°C pour les trois doses (1, 4 et 8Mrad(Si)) respectivement (C, T et E) et pour l'IGBT non irradié. On observe un retour complet de la tension de seuil excepté, apparemment, pour la dose de 8Mrad(Si). La caractéristique I_{AK}-V_{GK} du transistor utilisé pour cette dose représentait cependant déjà un décalage par rapport à celles des autres transistors.

3.2.2 Courant de fuite

Comme il a été vu au paragraphe 2.2.2.3 de ce chapitre, l'irradiation aux électrons introduit dans la zone de charge d'espace des niveaux d'énergie responsables de la génération d'un courant de fuite. La figure II 15-a montre les caractéristiques de transfert $I_{AK}=f(V_{GK})$ en régime de saturation (V_{AK}=5V) tracées en échelle semilogarithmique permettant de mettre en évidence les courants de fuite.

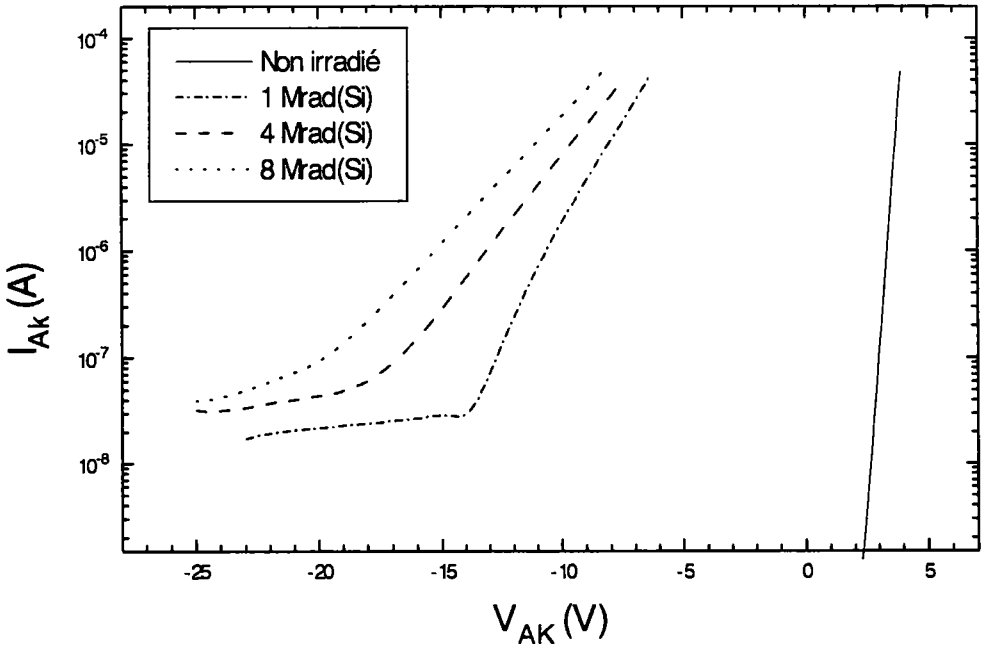


Figure II 15-a: Caractéristiques de transfert I_{AK}-V_{GK} des IGBTs irradiés à différentes doses mesurées avant le recuit et tracées en échelle semilog.

Ue recuit réalisé à 300°C pendant 10mn a permis de minimiser ce courant sans l'annuler (figure II 15-b). L'IGBT le plus irradié présente néanmoins le courant de fuite le plus important. Ce courant passe de quelques dizaines de nanoampère à 2nA pour la dose de 8Mrad(Si), à 0.4nA pour 4Mrad(Si) et à 0.12nA pour 1Mrad(Si) après recuit.

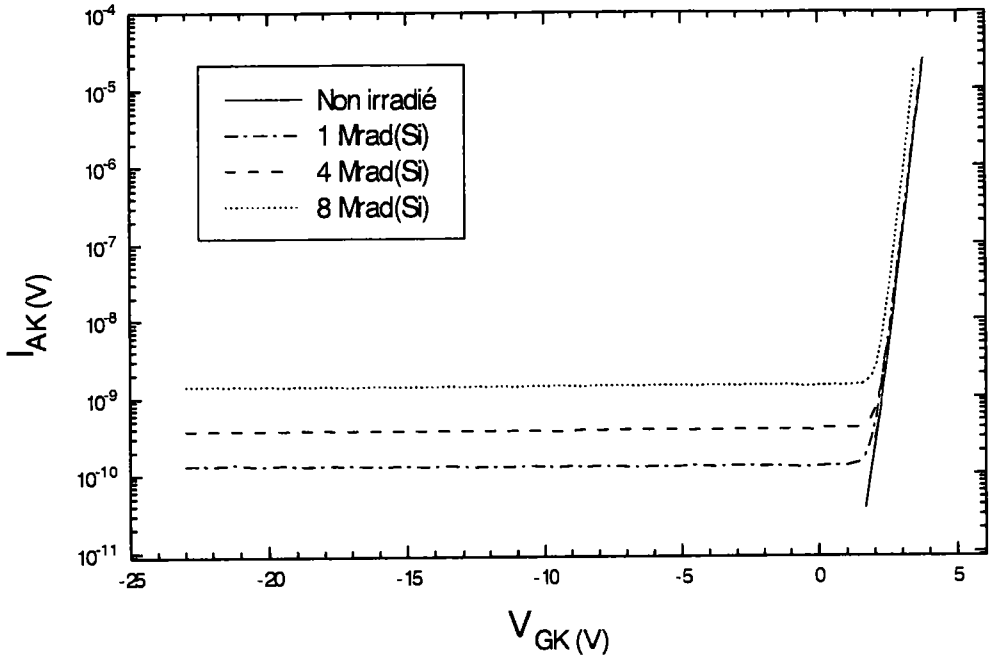


Figure II 15-b: Caractéristiques de transfert I_{AK}-V_{GK} des IGBTs irradiés à différentes doses mesurées après le recuit et tracées en échelle semilog

3.2.3 Tension de claquage

Les IGBTs étudiés sont garantis pour bloquer des tensions de 600V. Les mesures que nous avons faites montrent que le claquage en direct a lieu pour une tension de 815V, ce qui donne une marge de l'ordre de 200V. La tension de claquage déterminée est à partir de mesures I_{AK}-V_{AK} avec le canal du MOSFET bloqué, elle correspond à la tension pour laquelle l'IGBT devient conducteur. Une résistance de grande valeur (330kΩ) est placée en série avec l'IGBT afin de limiter le courant et ainsi d'éviter la destruction du composant.

Les caractéristiques, I_{AK}-V_{AK}, de l'IGBT non irradié et des IGBT irradiés avec différentes doses montrant le début du claquage sont données figure II 16. On remarque une dégradation de la tenue en tension du composant suite à l'irradiation aux électrons. La

tension de claquage passe de 815V pour l'IGBT non irradié à 705V pour une dose de 8Mrad(Si).

Dans le paragraphe 6.2 du chapitre I, l'évolution de la tension de claquage en fonction du niveau de dopage et de la géométrie du composant a été donnée. La géométrie n'est pas affectée par l'IE. L'évolution de la tension de claquage est négative pour le modèle EZCE lorsque le dopage est plus faible et pour le modèle mettant en jeu l'avalanche lorsque le dopage est plus important. L'irradiation par électrons irait dans le sens de ce dernier modèle. Cependant il faut rappeler que dans ces structures il existe des courants de fuite qui sont d'autant plus importants que la dose d'irradiation est forte.

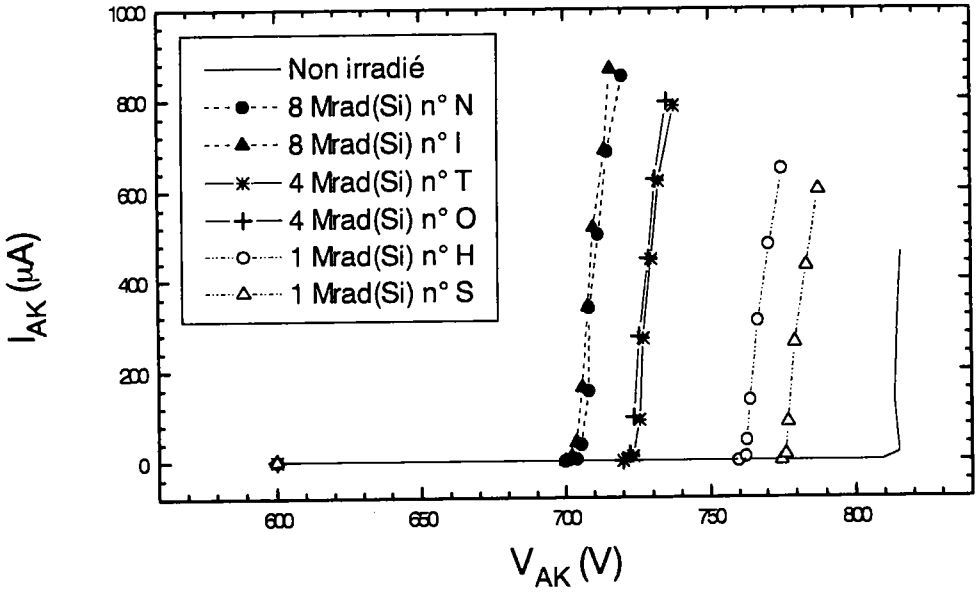


Figure II 16: Caractéristiques I_{AK}-V_{AK} pour des IGBTs soumis à différentes doses d'irradiations aux électrons montrant le début du claquage en direct.

3.2.4 Etude en commutation

Les pertes en commutation dans l'IGBT sont surtout dues au temps de fermeture relativement lent à cause de la traînée. On suivra ce paramètre et son évolution en fonction de la dose d'irradiation. Comme on l'a vu au paragraphe 2.2.2.1, ce temps dépend de la dose mais aussi de la valeur du courant à commuté. Afin d'isoler les effets de l'irradiation, nous allons travailler à courant constant.

Le circuit utilisé pour la mesure des temps de commutation est donné figure II 17. Ces mesures ont été effectuées au Laboratoire LESIR, ENS Cachan, par Monsieur Stéphane LEFEVRE que nous remercions vivement.

Un signal carré d'une amplitude de $\pm$15V et d'une fréquence de 1kHz est appliqué au niveau de la grille. Le générateur de courant I délivre un courant constant de 4A transitant par l'IGBT lorsque celui-ci est ouvert et par la diode de roue libre lorsque l'IGBT est bloqué. Une tension de 100V est appliquée entre anode et cathode.

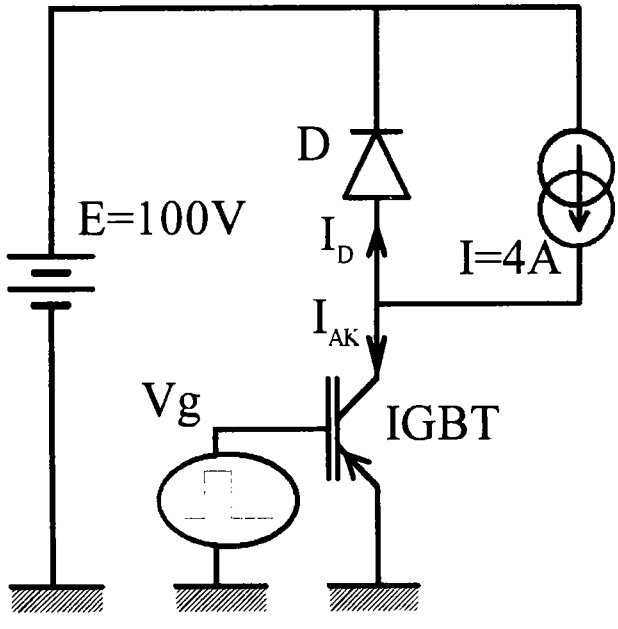


Figure II 17: Circuit de mesure des temps de commutation de l'IGBT.

Les formes d'onde du courant I_{AK} et de la tension de V_{AK} sont données figure II 18 pour l'IGBT non irradié, figures II 19-a et II 19-b pour l'IGBT irradié à 1Mrad(Si) avant et après recuit, figures II 20-a et II 20-b pour 4Mrad(Si) et figures II 21-a et 21-b pour 8Mrad.

Les temps d'ouverture, de fermeture et les durées de vie sont données dans le tableau II 9 avant et après recuit. Les temps de fermeture sont déterminés entre 10% et 90% du courant maximal I_{AKmax} et les durées de vie par ajustage de la traînée en utilisant une fonction exponentielle de la forme $y = A\exp(-\frac{t}{\tau})$, dans laquelle τ est la durée de vie des porteurs minoritaires dans la couche épitaxiée [BAL 84].

	Temps de fermeture t_f (ns)		Durée de vie (ns)	
	Sans recuit	Avec recuit	Sans recuit	Avec recuit
Non irradié	1750	X	900	X
1 Mrad(Si)	820	1180	412	515
4 Mrad(Si)	260	420	170	220
8 Mrad(Si)	140	220	non mesurée	non mesurée

Tableau II 9: Temps de fermeture et durées de vie des porteurs minoritaires mesurés pour les IGBTs irradiés avant et après recuit.

Comme attendu, la dose d'IE améliore le temps de fermeture de l'IGBT. Par contre le recuit, dont le rôle est d'éliminer les effets dus à l'ionisation, dégrade les performances en commutation des IGBTs étudiés et augmente la durée de vie des porteurs minoritaires dans la couche N-. Rappelons que le recuit n'est que de 10min à 300°C. Ces résultats vont dans le même sens que ceux présentés par Strifler et Baliga [STR.B 85].

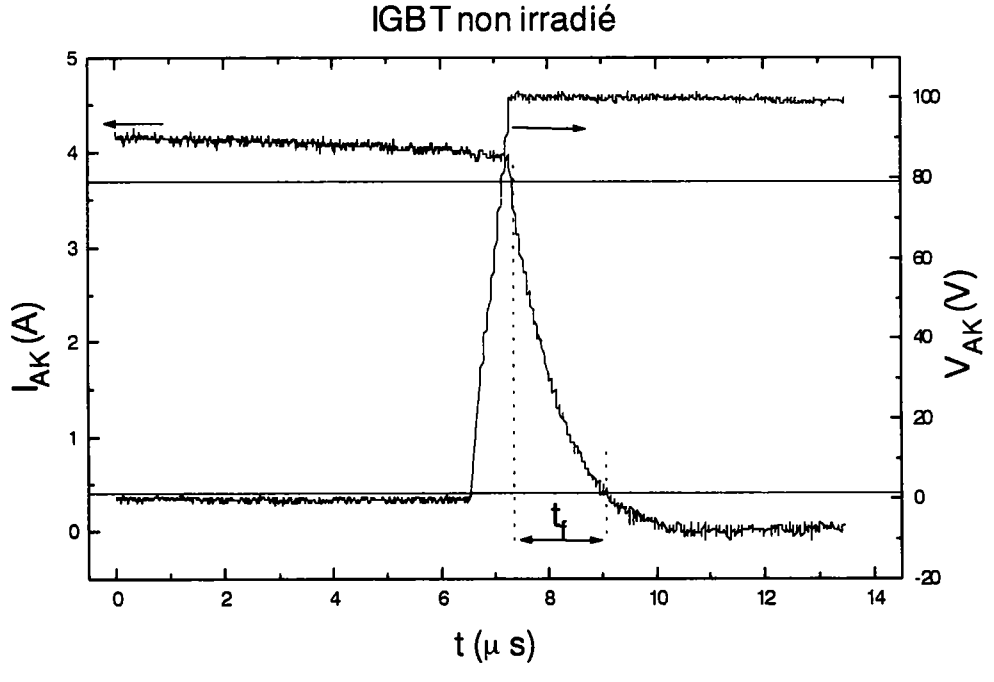


Figure II 18 : Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT non irradié.

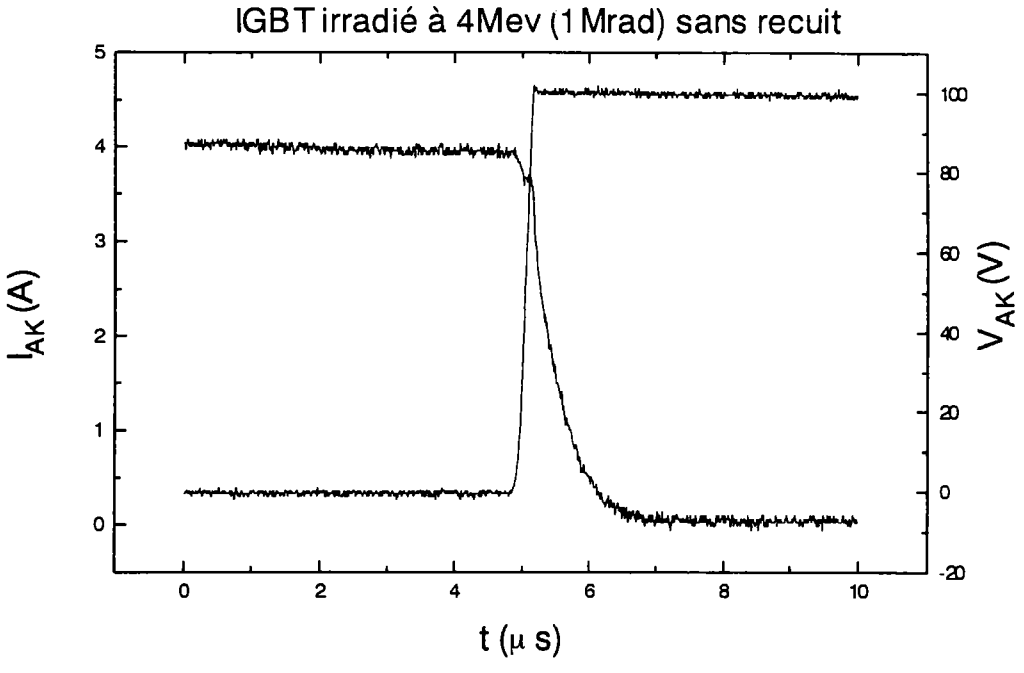


Figure II 19-a: Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT irradié à 1Mrad(Si) sans recuit.

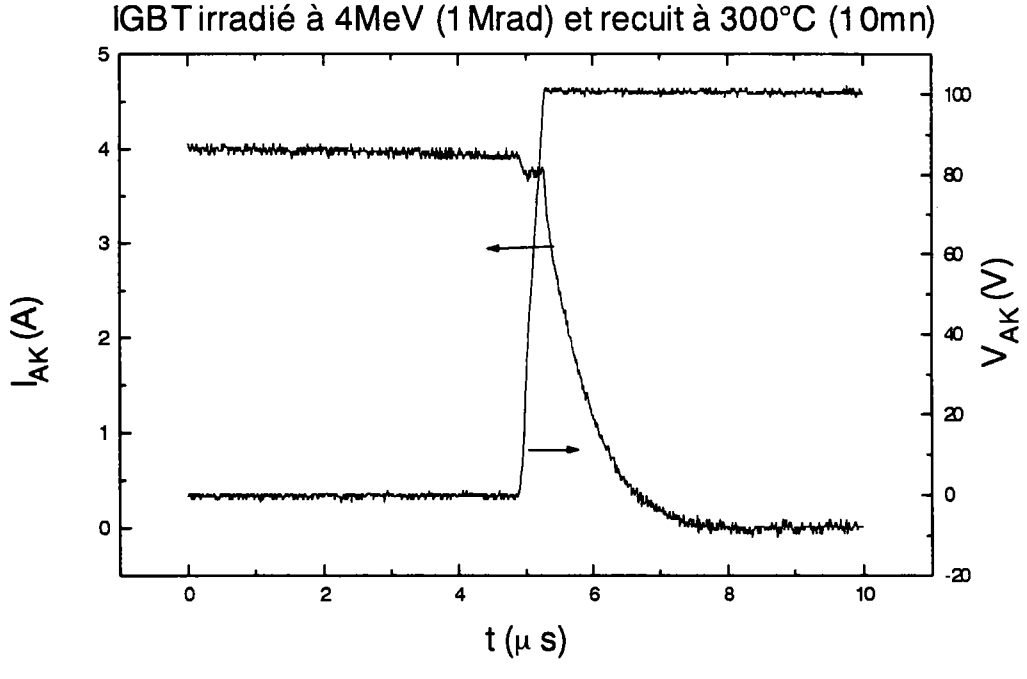


Figure II 19-b: Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT irradié à 1Mrad(Si) avec recuit à 300°C.

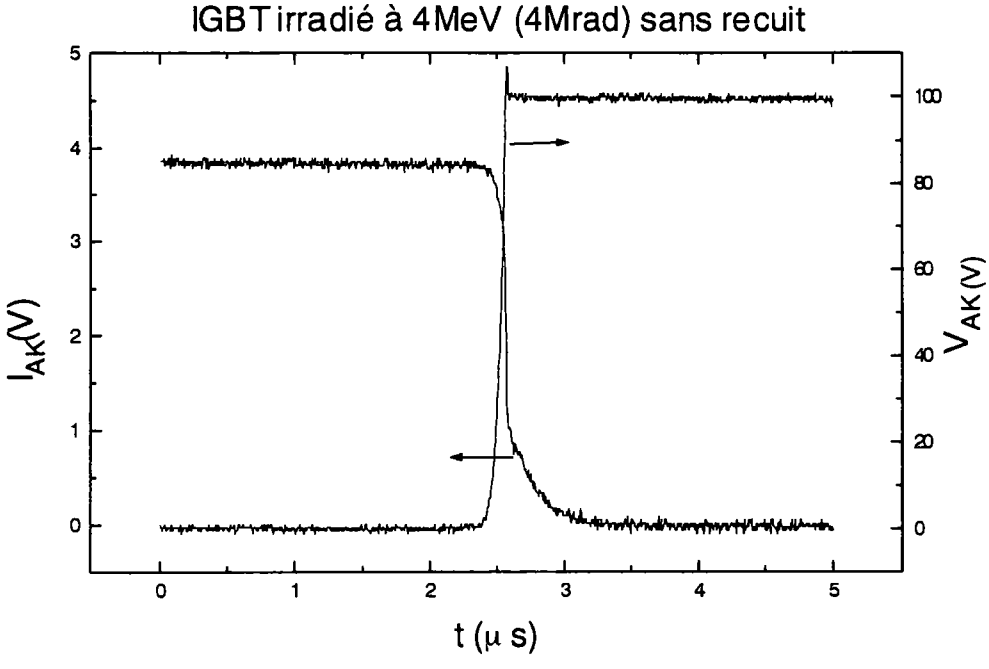


Figure II 20-a: Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT irradié à 4Mrad(Si) sans recuit

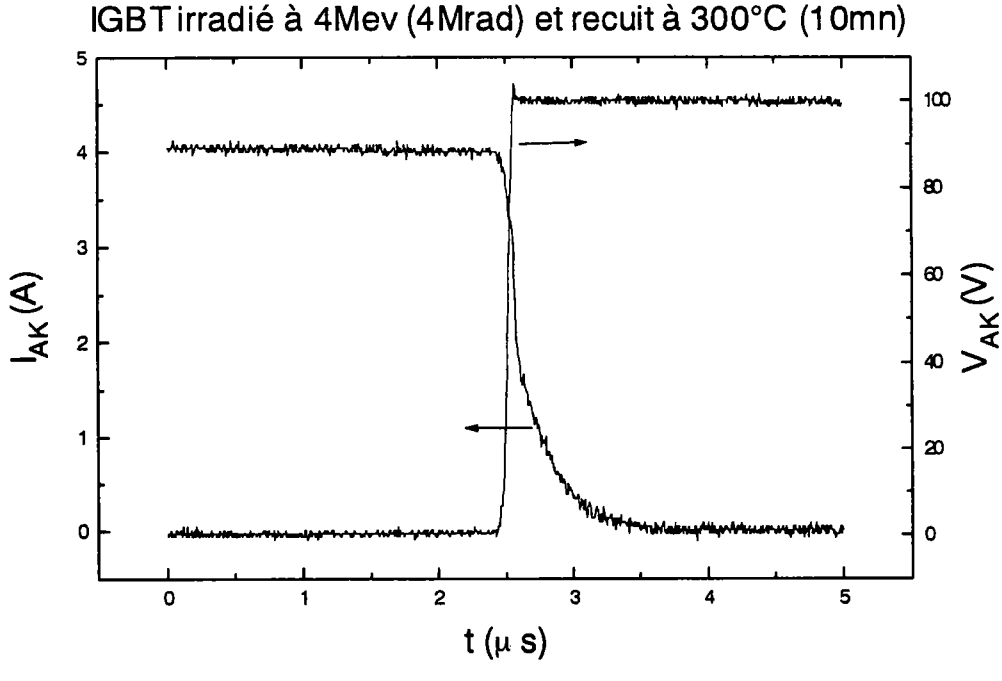


Figure II 20-b: Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT irradié à 4Mrad(Si) avec recuit à 300°C.

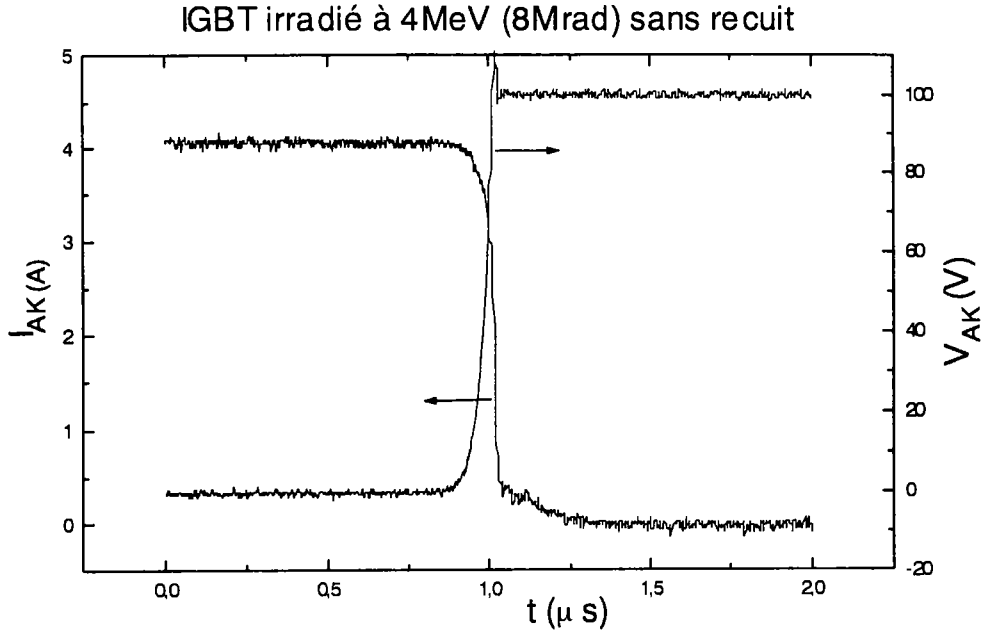


Figure II 21-a: Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT irradié à 8Mrad(Si) sans recuit

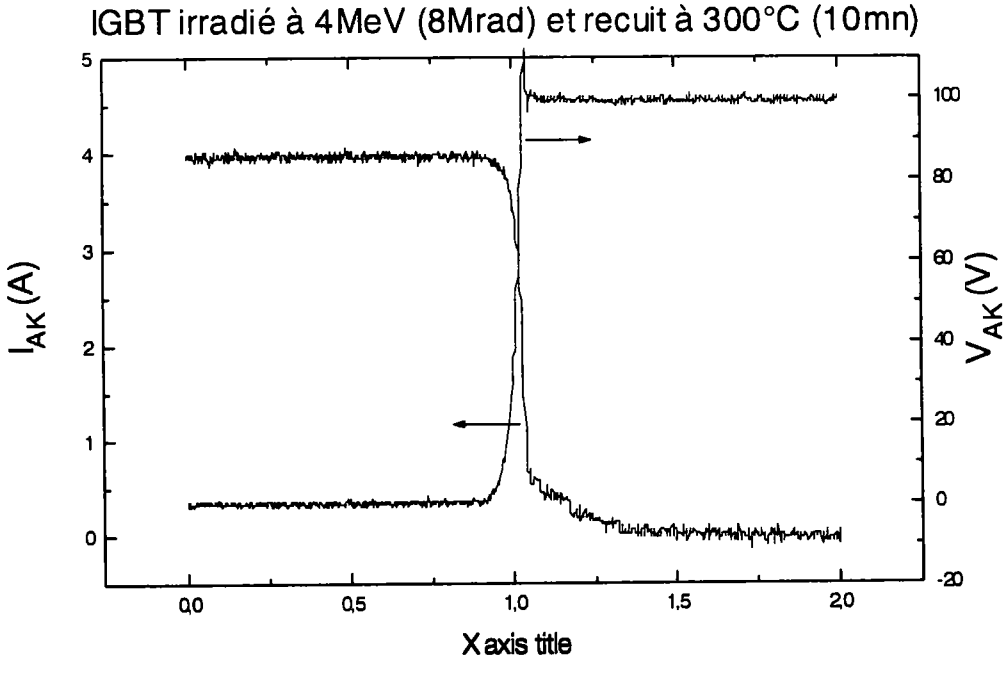


Figure II 21-b: Forme d'onde en fermeture du courant I_{AK} et de la tenion V_{AK} de l'IGBT irradié à 8Mrad(Si) avec recuit à 300°C.

3.2.5 Tension de déchet

L'amélioration de la vitesse de commutation de l'IGBT par l'IE s'accompagne d'une augmentation de la tension de déchet. En effet l'irradiation augmente la résistance de la couche épitaxiée N- en introduisant des densités de défauts dans le volume et par conséquent l'acheminement de la même densité de courant nécessite une tension V_{AK} plus importante. Les caractéristiques I_{AK}-V_{AK} mesurées pour l'IGBT non irradié et pour les IGBTs irradiés à 1, 4 et 8 Mrad(Si) sont données figure II 22.

L'évolution de cette caractéristique avec la dose d'irradiation est comparable à l'évolution des caractéristiques (figure II 10-b) entre les modèles d'IGBTs de type Standard, Fast et Ultrafast. Ce qui tend à confirmer l'hypothèse de l'utilisation de l'IE par les constructeurs pour améliorer les temps de commutation.

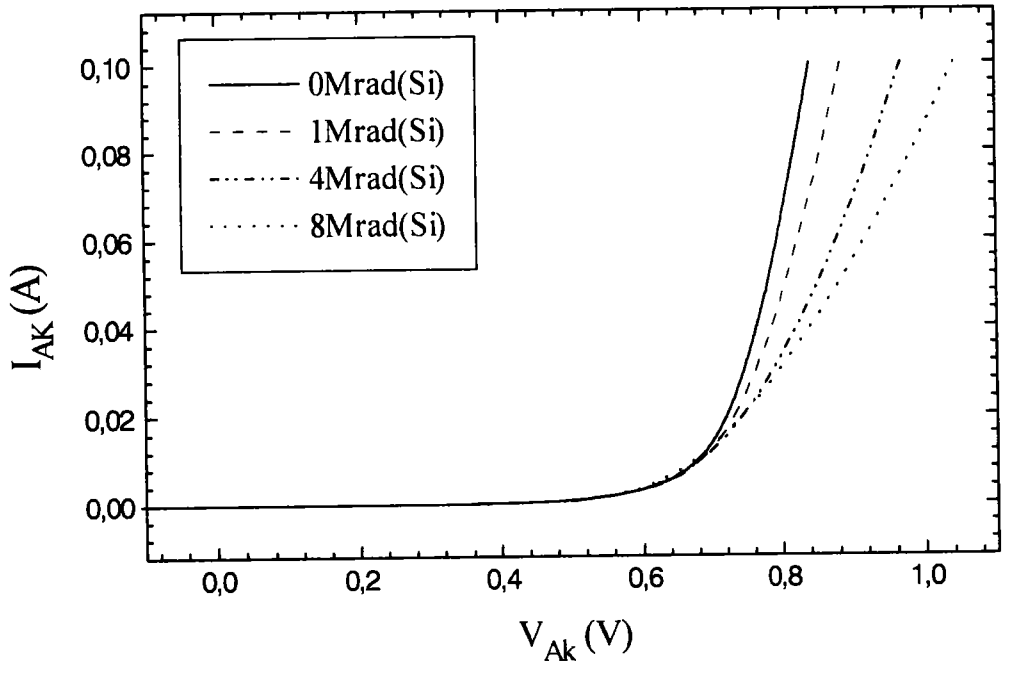


Figure II 22: Caractéristiques I_{AK}-V_{AK} des IGBTs soumis à différentes doses d'irradiations. L'IGBT le plus irradié présente la tension de déchet la plus élevée.

4. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié les effets induits par irradiation sur le fonctionnement et sur l'évolution des performances de l'IGBT. La méthode de séparation des charges piégées dans l'oxyde et à l'interface induites par irradiation ionisante a été adaptée et appliquée aux cas de l'IGBT. La caractérisation de la jonction P^+N^- située en volume a permis de montrer qu'une irradiation aux rayons gamma d'une dose inférieure ou égale à celle étudiée ici (2Mrad(Si)) n'a pas d'effet décelable en volume sur l'IGBT.

Des lots d'IGBT ont été soumis à différentes doses d'irradiations par électrons d'une énergie de 4MeV. La caractérisation de ces composants avant et après irradiation a permis d'analyser l'évolution des paramètres électriques en fonction de la dose. Cette étude a montré une amélioration des performances en commutation, une dégradation de la tension de déchet, du courant de fuite et de la tenue au fortes tensions (claquage). Les résultats obtenus sont en conformité avec ceux proposés dans la littérature.

Selon l'application envisagée, un compromis entre ces différents paramètres doit être pris en compte pour le choix de la dose d'irradiation. Dans le but de faciliter cette optimisation, une méthode de modélisation des effets induits par irradiation à l'aide du simulateur de dispositifs ATLAS II de SILVACO sera proposée et développée dans le chapitre IV. Les résultats expérimentaux obtenus dans ce chapitre seront comparés avec ceux obtenus par simulation

Bibliographie

[BAL 84] B. J. BALIGA "Switching speed enhacement in insulated gate transistors by electron irradiation", IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED-31, pp 1790-1795, 1984.

[BAL.S 77] B. J. BALIGA and E. Sun "Comparison of Gold, Platinum and Electron Irradiation for Controlling Lifetime in Power Rectifier", IEEE Trans. on Electron Devices, vol. ED. 24, pp 685-688, 1977.

[BAL.K 77] 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.

[BOU 95] J. C. Boudenot "Les Environnements Radiatifs", L'Onde electrique, Vol. 75, No. 3, pp 6-12, Mai-Juin 1995.

[CAR.SA 77] R. O. Carlson Y. S. Sun and H. B. Assalit "Lifetime Control in Silicon Power Devices by Electron or Gamma Irradiation", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-24, No.8, August 1977.

[CHA.MBM 85] 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, pp 807-820, 1985.

[CHO 70] S. C. Choo, "Effect of Carrier Liftime on the Forward Characteristics of High Power devices", IEEE Trans. Electron Devices, Vol. ED-17, pp. 647-652, 1970.

[CHO.BGA 92] T. P. Chow, B. J. Baloga, P V. GRAY "A Self-Aligned Short Process for Insulated-Gate Bipolar Transistors" IEEE Trans. on Electron Devices, Vol 39 No 6, pp 1317-1321, jun 92,.

[DAL.MBS 88] C. J. Dale, P. W. Marshall, E. A. Burke, G. P. Summers , and A. Wolicki "High Energy Electron induced Displacement Damage in Silicon", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 35, No. 6, pp 1208-1214, 1988.

[DEL.MME 95] M. de la Bardonnie, A. Maouad, P. Mialhe, O. Elmazria, A. Hoffmann, B. Lepley and J-P. Charles "Characterization Method for Ionizing Radiation Degradation in Power Science", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 42, N° 6, pp 1622-1627, December 1995.

[DUB 94] J-P. Dubuc, "Contribution à l'Etude du Phenomène de Latchup Induit par une impulsion Electrique ou de Rayons-X dans les Structures de Test CMOS" Thèse de doctorat d'Université, Université Montpelier II, 1994.

[ELM.HML 96] O. Elmazria, E. Blampain, A. Hoffmann, A. Maouad, B. Lepley and J-P. Charles "New C-V measurements for traps Oxide Characterization in VDMOS Structures" French-Italian Symposium, Structure and Defects in SiO2 Fundamentals and applications. Sept 23-25, Agelone, France 1996.

[GAL.GR 84] K. F. Galloway, M. Gaitan, and T. J. Russel "A Simple Model for Separating Interface and Oxide Charge Effects in MOS Device Characteristics", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. NS-31, pp. 1497-1507, 1984.

[GRE.G 70] B. L. Gregory and C. W. Gwyn, "Application of neutron Damage Models to Semiconductor Device Studies", IEEE Trans. on Nuclear Science, 1970, pp 325-334.

[HOF 93] A. Hoffmann, "Etude de la Conduction et du Bruit de Fond de Structures M.O.S. en Vue de Caractériser le Durcissement de leur Technologie", Thèse de doctorat d'Université, Université Montpelier II, 1993.

[HOL.A 94] A. Holmes-Siedle and L. Adams "Handbook of Radiation Effects" Oxford Science Publications, 1994.

[LEB.BMB 95] L. Le Bras, M. Bendada, P. Mialhe, E. Blampain, and J-P Charles "Recombination Via Radiation-Induced Defecs in Field-Effect Transistor", J. Appl. Phys., Vol. 76, n°10, pp 5676-5680, Nov 1994.

[MES.A 86] G. C. Messenger, M. S. Ash "The Effects of Radiation on Electronic Systems", New York, Van Nostrand Reinholds Company Inc, 1986.

[McW.W 86] P. J. McWhorter and P. S. Winkur, "Simple Technique for Separating the effects of Interface Traps and Trapped-Oxide Charge in Metal-Oxide-Semiconductor Transistor", Applied Physics Letters, Vol. 48, pp. 133-135, 1986.

[NIC.B 82] E. H. Nicollian and J. R. Brews, "MOS Physics and Technology", Wiley, New York, 1992.

[STR.B 58] 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, pp1625-1632, sept 1985.

[SZE 85] S. M. Sze "Semiconductor Devices, Physics and Technology", John Wiley & Sons, 1985.

[VAN.SCK 94] J. Vanhellemont, E. Simoen, C. Claeys, A. Kaniava, E. Gaubas, G. Bosman, B. Johlander, L. Adams and P. Clauws, "On the Impact of Low Fluence Irradiation with MeV Particles on Silicon Diode Characteristics and Related Material Properties", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 41 N°. 6, pp 1924-1931, 1994 .

[WER 58] G. K. Wertheim "Electron-Bombardment Domage in Silicon" Physical Review, Vol 110, No 6, pp 1272-1279, 1958.

[WU.P 82] R. H. Wu and A. R. Peaker, solid State Electron. Vol. 25, pp 643, 1982.

CHAPITRE III

MODELES IGBT POUR SPICE

1. Introduction

Les applications mettant en oeuvre l'IGBT connaissent une progression de plus en plus forte, l'intégration de son modèle dans la bibliothèque du simulateur de circuit SPICE devient une nécessité pour répondre aux besoins des concepteurs de circuits électroniques. Des modèles existent déjà, mais leur intégration dans le logiciel SPICE pose encore quelques problèmes surtout au niveau des limitations (adaptation des équations au simulateur, convergence, modélisation de phénomènes physique comme le latchup etc...).

Nous présenterons dans ce chapitre le modèle analytique proposé par Hefner [HEF.B 88], et nous étudierons ses performances et ses limites ainsi que les problèmes liés à son intégration dans le logiciel SPICE. Ensuite nous proposerons une nouvelle approche consistant à modéliser l'IGBT par un sub-circuit basé sur le circuit équivalent de l'IGBT. D'autres éléments lui seront ajoutés afin de prendre en compte les différents phénomènes gouvernant le fonctionnement électrique de l'IGBT. Une comparaison simulation-mesures sera systématiquement donnée pour les différents modèles.

2. Modèles analytiques de l'IGBT

Plusieurs auteurs ont développé des modèles analytiques pour simuler le fonctionnement de l'IGBT [ERA.GBK 91], [FOS.MS 88] et [HEF.B 88]. Les deux premiers modèles ont été surtout développés pour les IGBTs latéraux alors que le dernier, développé par

Hefner, est destiné à l'IGBT vertical. Etant donné que ce mémoire porte particulièrement sur les IGBTs verticaux, nous étudierons donc ce dernier modèle en détail et nous vérifierons ses performances en comparant les résultats simulés aux mesures obtenues expérimentalement.

2.1 Les Equations du modèle IGBT

Le transistor PNP défini dans le circuit équivalent de l'IGBT (fig. III.1-a) ne peut pas être traité de la même façon qu'un transistor bipolaire classique en raison de sa base très large et faiblement dopée. La largeur de la base implique un gain très faible, de l'ordre de l'unité, et son faible dopage (environ $10^{14}cm^{-3}$) entraîne un nombre de porteurs minoritaires injectés dans la base très supérieur au niveau de dopage. Les approximations habituellement faites pour élaborer les équations de transport dans les transistors bipolaires classiques ne sont plus justifiées dans le cas de l'IGBT.

Comme le montre la figure III 1-b, le courant de la base (électrons) et celui du collecteur (trous) sont de même direction le long de la base (couche épitaxiée N^-). C'est pour cela que les équations de transport dans le transistor PNP peuvent être décrites en utilisant les équations de transport ambipolaire 1-D.

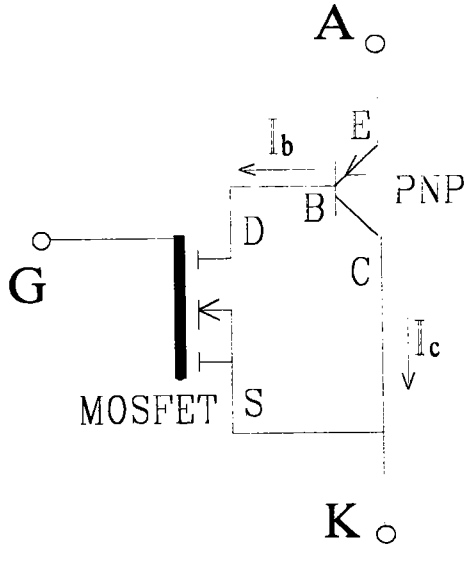


fig. III 1-a: Circuit équivalent de l'IGBT montrant le sens des courants.

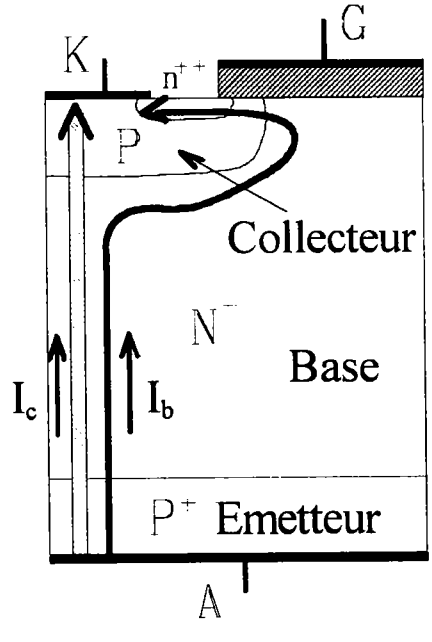


fig III 1-b: Structure de l'IGBT montrant le sens des courants.

2.1.1 Equations de transport

Les courants de trous et d'électrons sont donnés par les équations de transport (III 1) et (III 2) dans lesquelles le premier terme correspond au courant de conduction et le second au courant de diffusion.

$$In = nq\mu_n AE + qAD_n(\partial n/\partial x) \qquad (III.1)$$

$$Ip = pq\mu_p AE - qAD_p(\partial p/\partial x). \qquad (III.2)$$

avec :

n, p : concentrations d'électrons et de trous;

q : charge électronique ($1.6x10^{-19}$ C);

$\mu_{n,p}$: mobilité des électrons et des trous (cm^2/Vs);

A : surface active de l'IGBT (cm^2);

E : champ électrique (V/cm);

$D_{n,p}$: coefficient de diffusion pour les électrons et pour les trous.

Pour les transistors bipolaires à gain élevé, les équations de transport peuvent se résoudre indépendamment que l'on soit en régime de faible injection de porteurs minoritaires dans la base ($p<<n$) ou en régime de forte injection ($p\cong n$). Dans ce dernier cas le courant d'électrons I_n pour conserver la quasi-neutralité est nul, ce qui facilite l'expression du courant de trous I_p. Le système d'équations se simplifie en une équation unique.
Pour l'IGBT, le transistor bipolaire présente un gain faible et un niveau d'injection de porteurs minoritaires élevé. La différence entre le courant de conduction et de diffusion des électrons est significative. I_n ne peut plus être considéré comme nul.

2.1.2 Résolution

Hypothèses:

quasi-neutralité: $\delta n \approx \delta p$ où δn et δp représentent les concentrations des charges en excès.

forte injection : $\delta n >> N_B$ (N_B dopage de la base).

En éliminant le champ E entre les équations (III 1) et (III 2) et en utilisant la relation d'Einstein ($D_{n,p} = \frac{kT}{q}\mu_{n,p}$), les courants I_n et I_p peuvent s'écrire:

$$I_n = \frac{b}{1+b} I_T + qAD\frac{\partial n}{\partial x} \qquad \text{(III.3)}$$

$$I_p = \frac{1}{1+b} I_T - qAD\frac{\partial p}{\partial x} \qquad \text{(III.4)}$$

avec $b = \mu_n/\mu_p$;

$D = 2D_nD_p/(D_n+D_p)$;

$I_T = I_n+I_p$.

On remarque que les équations de transport du courant d'électrons (II 3) et du courant de trous (II 4) dépendent du courant total.

L'équation de continuité appliquée aux trous s'écrit:

$$\frac{\partial \delta p}{\partial t} = -\frac{\delta p}{\tau_{HL}} - \frac{1}{q}\frac{\partial J_p}{\partial x}. \qquad \text{(III.5)}$$

où τ_{HL} est la durée de vie des porteurs minoritaires en excès.

En combinant les équations (III 4) et (III 5) on obtient:

$$\frac{\partial^2 \delta p}{\partial x^2} = \frac{\delta p}{L^2} + \frac{1}{D}\frac{\partial \delta p}{\partial t}. \qquad \text{(III.6)}$$

Dans le cas de l'IGBT, le courant d'électrons (I_b) circule dans la même direction que le courant des trous injectés (I_c) (ce qui n'est pas le cas pour un transistor bipolaire classique). Le courant total est le même quelle que soit la position (x) considérée, $\frac{dI_T(x)}{dx} = 0$.

2.1.3 Etude en régime permanent

Le système des équations précédentes et les conditions aux limites permettent de donner les expressions des courants et de la tension V_{EB} dans le transistor bipolaire (PNP). Ces dernières combinées avec les caractéristiques du MOSFET donnent une description complète de l'IGBT en régime permanent.

2.1.3.1 Détermination des courants I_b et I_c

Les coordonnées utilisées sont définies sur la figure III 2. Les conditions aux limites en régime permanent pour les porteurs excédentaires donnent: $\delta p(W) = 0$ et $\delta p(0) = P_0$, où P_0 est un paramètre intermédiaire utilisé pour l'élaboration du modèle, il sera éliminé par la suite dans les expressions finales.

$$W = W_B - \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si} V_{AK}}{qN_B}} \qquad \text{(III 7)}$$

W_B: largeur de la base.

(W_B-W): extension de la zone de charge d'espace.

V_{AK} : différence de potentiel entre Anode et Cathode.

Dans l'expression (III 7), l'effet des porteurs mobiles sur la charge de la zone de charge d'espace n'est pas prise en compte.

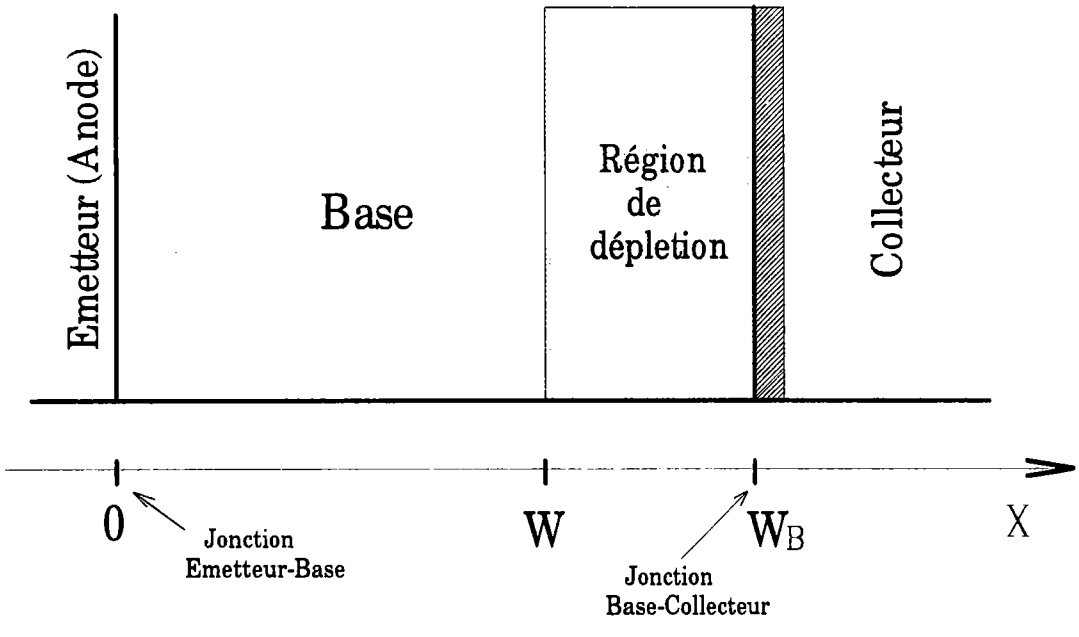


Figure III 2: Schéma définissant les différentes Jonctions du transistor PNP et les coordonnées utilisées pour la résolution des équations.

En régime permanent, en supposant que l'on est en régime de forte injection de porteurs minoritaires dans la base, on a comme conditions aux limites $\delta p(W) = 0$ et $\delta p(0)=Po$.

La concentration de trous en excès dans la base peut s'exprimer par l'équation (III 8).

$$\delta p(x) = P_o \frac{\sinh[(W-x)/L]}{\sinh(W/L)} \qquad \text{(III.8)}$$

Les équations de conduction pour les électrons et les trous deviennent: [HEF.B 88]:

$$I_n(x) = \frac{P_o^2 I_{sne}}{n_i^2} + q\frac{P_o AD}{L}\left(\coth\left(\frac{W}{L}\right) - \frac{\cosh[(W_x)/L]}{\sinh(W/L)}\right) \qquad \text{(III.9)}$$

$$I_p(x) = \frac{P_o^2 I_{sne}}{bn_i^2} + q\frac{P_o AD}{L}\left(\frac{\coth(W/L)}{b} + \frac{\cosh[(W_x)/L]}{\sinh(W/L)}\right) \qquad \text{(III.10)}$$

où I_{sne} est le courant de saturation des électrons dans l'émetteur.

En x=W le courant de collecteur $I_p(W)$ et le courant de base $I_n(W)$ en régime permanent sont:

$$I_b = I_n(W) = \frac{P_o^2 I_{sne}}{n_i^2} + q\frac{P_o AD}{L}\left(\coth\left(\frac{W}{L}\right) - \frac{1}{\sinh(W/L)}\right) \qquad \text{(III.11)}$$

$$Ic = I_p(W) = \frac{P_o^2 I_{sne}}{bn_i^2} + q\frac{P_o AD}{L}\left(\frac{\coth(W/L)}{b} + \frac{1}{\sinh(W/L)}\right) \qquad \text{(III.12)}$$

2.1.3.2 Tension Emetteur-Base V_{EB}

La tension V_{EB} est définie comme étant [HEF.B 88]:

$$V_{EB} = \frac{q}{kT}\ln\frac{P_o^2}{n_i^2} + \frac{I_{AK}W}{(1+1/b)\mu_n Aqn_{eff}} - \frac{D}{\mu_n}\ln\left(\frac{P_o + N_B}{N_B}\right) \qquad \text{(III 13)}$$

où $$n_{eff} = \frac{\frac{W}{2L}\sqrt{N_B^2 + P_o^2\cosh^2(W/L)}}{arctnh(Y)}$$

avec $$Y = \frac{\sqrt{N_B^2 + P_o^2\cosh^2(W/L)}\tanh\left(\frac{W}{2L}\right)}{N_B + P_o\cosh(W/L)\tanh(W/2L)}$$

2.1.3.3 *Caractéristique $I_{AK}=f(V_{AK})$*

La chute de tension aux bornes de l'IGBT, V_{AK}, peut être attribuée à trois termes: la tension aux bornes de la jonction émetteur-base (V_{EB}), la tension aux bornes du MOSFET (V_{DS}), et la chute de tension due à la résistance série Rs traduisant les pertes dues aux différentes résistances de contacts et à la résistance dans le silicium. On a donc

$$V_{AK} = V_{EB} + V_{DS} + I_{AK} R_S \qquad \text{(III.14)}$$

Pour une question de commodité des calculs, la caractéristique simulée $I_{AK}=f(V_{AK})$ sera calculée soit en régime linéaire soit en régime de saturation du MOSFET.

a- En régime linéaire

Pour des valeurs de tension de drain V_{DS} inférieures à $V_{DSsat} = V_{GS} - V_{th}$. Le transistor MOSFET fonctionne en régime de conduction ohmique. Pour des valeurs de tensions V_{DS} proches de la tension de saturation, le MOSFET n'est plus en régime ohmique et n'est pas encore en régime saturé.

Afin de déterminer $I_{AK}=f(V_{AK})$ (équ. III 14) il est nécessaire d'exprimer V_{DS} et V_{EB} en fonction de I_{AK}. Le courant émetteur du transistor bipolaire est:

$$I_{AK}=I_b+I_c=I_n(W)+I_p(W) \qquad \text{(III 15)}$$

En utilisant les équations (III 11) et (III 12), cette équation devient:

$$I_{AK} = \left[\frac{P_0^{\,2} I_{sne}}{n_i^{\,2}} + q\frac{P_0 AD}{L}\coth\left(\frac{W}{L}\right)\right]\left(1+\frac{1}{b}\right). \qquad \text{(III.16)}$$

La résolution de cette équation permet de déterminer P_o en fonction de I_{AK} soit:

$$P_0 = -\frac{1}{2}q\frac{ADn_i^{\,2}}{I_{sne}}\coth\left(\frac{W}{L}\right) + \sqrt{\left(\frac{1}{2}q\frac{ADn_i^{\,2}}{I_{sne}}\coth\left(\frac{W}{L}\right)\right)^2 + \frac{b}{1+b}\frac{n_i^{\,2} I_{AK}}{Isne}} \qquad \text{(III.17)}$$

A partir de l'équation simplifiée du courant de drain du MOSFET:

$$I_{mos} = \frac{Z\mu_{SI}C_{OX}}{L}\left(V_{GK} - V_{th} - \frac{V_{DS}}{2}\right)V_{DS}. \qquad (III.18)$$

dans laquelle Z et L sont respectivement la largeur et la longueur de la grille et μ_{Si} la mobilité des électrons dans le canal, on en deduit:

$$V_{DS} = (V_{GK} - V_{th}) + \sqrt{(V_{GS} - V_{th})^2 - 2\frac{I_{mos}}{K_p}} \qquad (III.19)$$

avec $K_p = \frac{Z\mu_{Si}C_{OX}}{L}$.

Le courant de base du bipolaire étant le courant de drain du MOSFET, en combinant les équations (III 11) et (III 17) on obtient Imos en fonction de I_{AK}. Et ainsi à partir de (II 19) on en déduit V_{DS} en fonction de I_{AK}.

V_{EB} a été exprimé dans le paragraphe 3.1.3.2 en fonction de I_{AK} et P_O. En utilisant l'équation III 17 on déduit V_{EB} en fonction de I_{AK}.

b- Régime de saturation du MOSFET

La saturation de l'IGBT est atteinte quand le courant de drain du MOSFET commence à saturer. L'équation simplifiée du courant de saturation du MOSFET est donnée par l'expression:

$$I_{mos_{sat}} = \frac{K_p}{2}(V_{GK} - V_{th})^2 \qquad (III\ 20)$$

2.1.3.4 Méthodologie de calcul

Pour chaque valeur de V_{AK} on calculera W en utilisant l'équation III 7. La valeur obtenue de W sera injectée dans l'équation (III 11) ce qui permet de déterminer P_O, puis I_c à partir de l'équation (III 12). On obtient enfin $I_{AK} = I_C + Imos = f(V_{AK})$.

3. Vérification du Modèle de Hefner

3.1 Intégration du modèle dans SPICE

Le modèle de Hefner a été intégré dans le logiciel SmartSPICE, version SPICE 1995 de Silvaco [CHAR 94]. Si la plupart des équations du modèle ont été insérées dans le simulateur sans modification, quelques unes par contre, compte tenu de leur complexité, ont été simplifiées en utilisant des expressions empiriques. Par exemple l'expression donnant la tension V_{EB} (éq III.13) aux bornes de la jonction base-emetteur du PNP a été remplacée par V_{EB}=0.6V (diode idéale). Cette approximation implique que le courant I_{AK} reste nul tant que la tension V_{AK} est inférieure à 0.6V ce qui ne correspond pas aux caractéristiques obtenues expérimentalement [CHA.EL 95]. Cette simplification peut être tolérée dans le cas où le modèle est utilisé pour la simulation des circuits destinés à des applications de puissance. La figure III.3 met en évidence ce défaut en comparant les caractéristiques I_{AK}=f(V_{AK}) obtenues par simulation et par mesure.

Afin de pouvoir coïncider la caractéristique simulée avec celle mesurée il est nécessaire d'ajuster les paramètres composant le modèle. La difficulté est d'autant plus importante que l'ensemble du réseau de caractéristiques I_{AK}=f(V_{AK}) (V_{GS}=cte) pour différentes tensions de grille doit être simulé. Ajuster l'ensemble du réseau est très difficile.

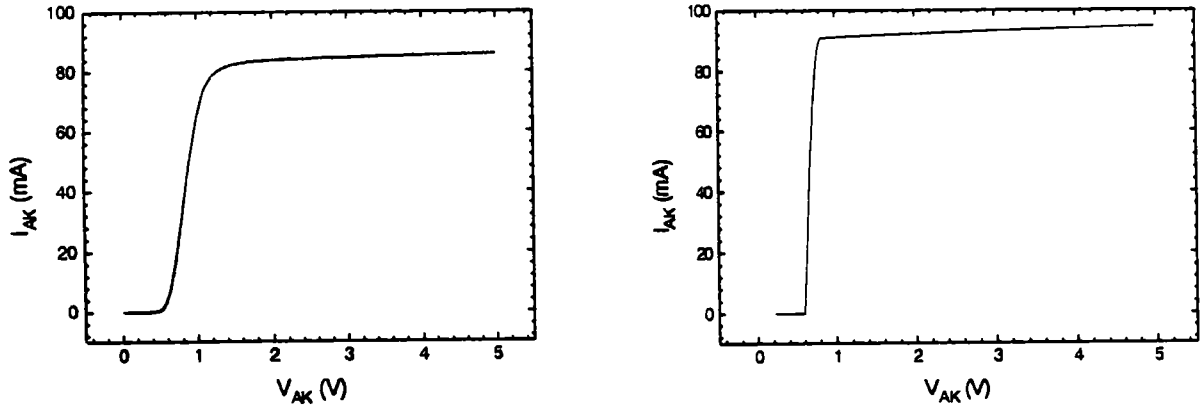


Figure III 3: Comparaison des caractéristiques I_{AK}-V_{AK} mesuré et simulé par le modèle de Hefner simplifié.

3.2 Vérification du modèle de Hefner non simplifié

Afin de corriger les défauts introduits par la simplification des équations et par conséquent juger les vraies performances du modèle de Hefner, nous avons réalisé un

programme en langage 'C' intégrant cette fois-ci toutes les équations du modèle. Le défaut cité ci-dessus concernant le coude de la diode a été corrigé mais l'ajustage du réseau de caractéristiques reste toujours très difficile ce qui est une limitation du modèle.

Le modèle proposé par Hefner ne traite ni du latchup ni des phénomènes de claquage. Il est donc valable uniquement dans le domaine de fonctionnement de l'IGBT, et il ne peut pas prévoir une éventuelle destruction du composant suite à une surtension ou à un courant élevé. Or cette prévention fait partie des principales tâches demandées aux simulateurs de circuit. En plus l'implantation du modèle de Hefner suppose soit l'accès au code du simulateur soit la disposition d'une version de SPICE offrant une ouverture qui permet d'intégrer des modèles propres à l'utilisateur. Ceci représente donc une limitation supplémentaire.

4. Réalisation d'un nouveau modèle d'IGBT pour SPICE

4.1 Introduction

Afin de corriger les limitations présentées par le modèle de Hefner, nous proposons une autre approche qui consiste à définir l'IGBT par un sub-circuit en utilisant comme base son schéma électrique équivalent et en y ajoutant d'autres éléments pour tenir compte des différents phénomènes gouvernant le fonctionnement de l'IGBT tels que le claquage en direct et en inverse, le latchup, les temps de commutation etc....

Cette solution a l'avantage de s'adapter facilement à n'importe quel type d'IGBT. L'ajustage du modèle se fait sans difficulté par le réglage des paramètres des éléments constituant le sub-circuit. Les effets de chacun de ces paramètres sur les caractéristiques électriques de l'IGBT sont précisés et répertoriés afin de faciliter l'ajustage du modèle.
L'autre avantage du modèle proposé est sa possibilité d'intégration dans toutes les versions de SPICE puisqu'il ne nécessite ni l'ajout d'équations ni l'accès au code du simulateur.

Pour vérifier la validité du Modèle, les paramètres du sub-circuit ont été ajustés pour deux séries d'IGBT de chez International Rectifier se différenciant par leurs vitesses de commutation et par leur puissance. Les résultats obtenus par simulation sont alors confrontés

aux mesures expérimentales et aux données constructeur. L'extension du modèle à d'autres types d'IGBT ne pose aucune difficulté.

4.2 Le sub-circuit modélisant l'IGBT

Le sub-circuit modélisant l'IGBT est donné figure III 4, il est bâti autour du circuit équivalent de l'IGBT (en gras) c'est à dire un MOSFET M1 commandant le bipolaire Q1. Autour de ce circuit vient s'ajouter un ensemble d'éléments du logiciel SPICE qui permettront de traduire le comportement électrique de l'IGBT:

- le latchup est modélisé par le transistor Q2 et la résistance R_p;
- le claquage en direct par la diode D_{DS};
- le claquage en inverse par la diode D_{EC} et l'alimentation V_{EC};
- la capacité de l'oxyde par un ensemble de composants entre G et D.

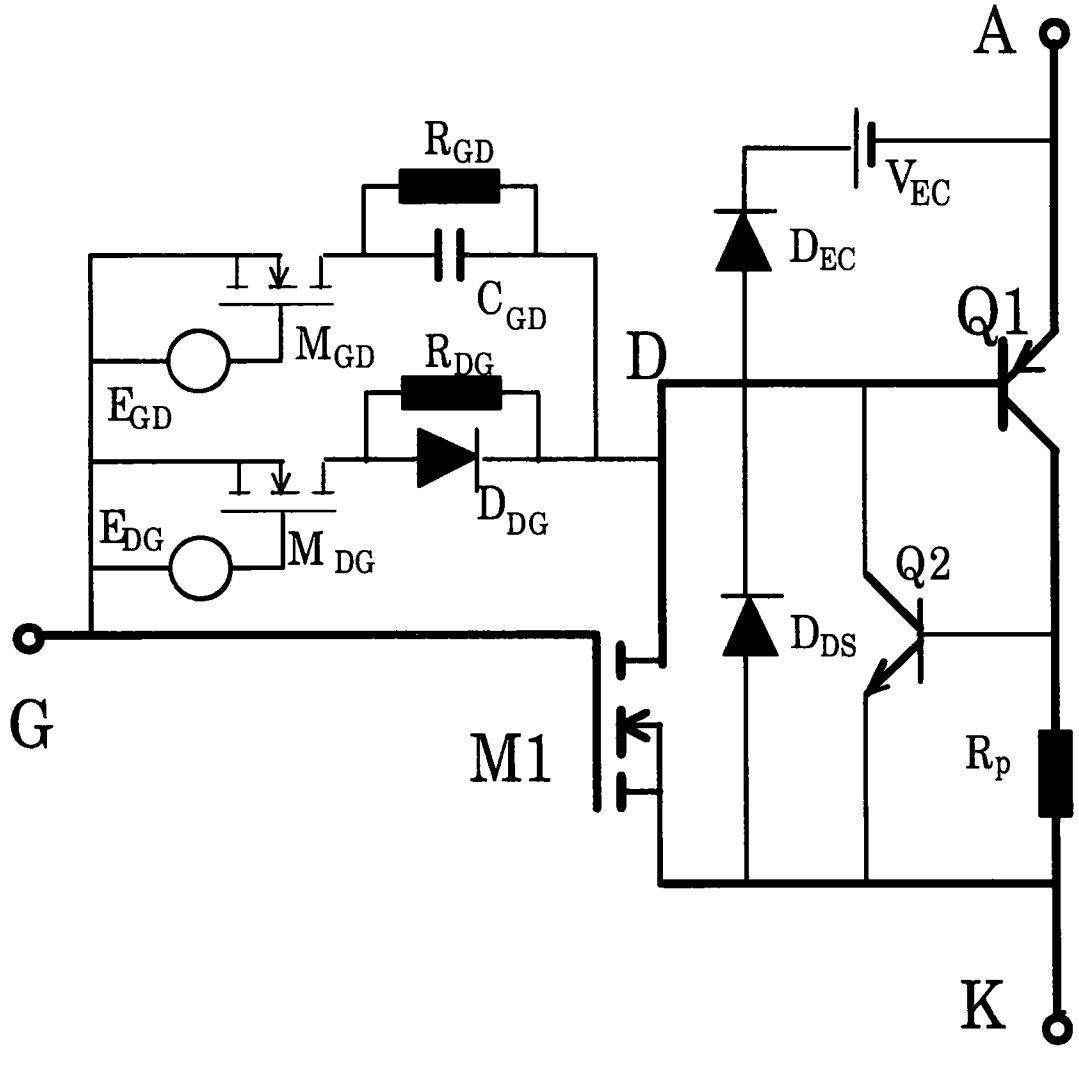


Figure III 4: Sub-circuit utilisé pour modéliser l'IGBT

4.2.1 Paramètres limitant l'aire de sécurité (SOA)

4.2.1.1 Tensions de claquage

Comme on l'a vu au chapitre I, selon que l'IGBT soit à base homogène ou non homogène, le claquage en inverse peut être provoqué par extension de zone de charge d'espace (EZCE) ou par avalanche. Nous donnerons donc un modèle permettant de traiter ces deux cas où seul un paramètre est à ajuster.

a- Claquage en direct

Le modèle du bipolaire inclu dans SPICE ne prévoit pas de tension de claquage. Pour cela nous introduisons une diode D_{DS} pour laquelle on peut choisir la tension d'avalanche afin de modéliser ce comportement [ICA 95] (Fig. III.5). Dans le cas d'une polarisation directe de l'anode ($V_{AK}>0$) et d'une grille non polarisée (canal fermé), le transistor Q1 ne peut pas conduire. On a donc $V_{AK} = V_{EB}(Q1) + V_{DS}$ avec $V_{EB}(Q1) \approx 0.7V$.

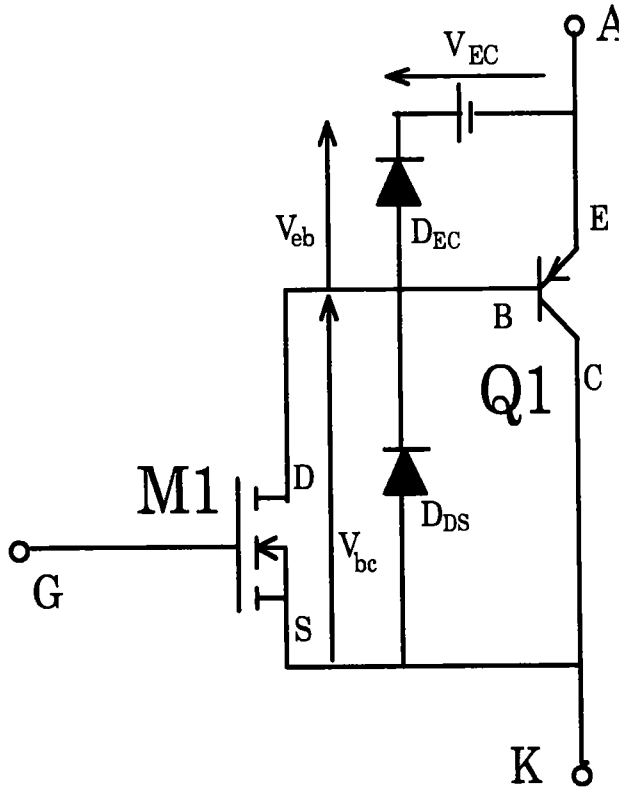


Figure III 5: Partie du sub-circuit modélisant les tensions de claquage, directe et inverse, de l'IGBT.

Si V_{BV} est la tension de claquage en direct, en Volt, de l'IGBT, le paramètre qui correspond à la tension de claquage de la diode D_{DS} est BV, il faudra donc poser $BV=V_{BV}-0.7$. Ainsi, la tension de claquage en direct de l'IGBT est réglée par la tension de claquage en inverse de la diode D_{DS}.

b- Claquage en inverse

En polarisation inverse, la tension V_{AK} est négative. Les diodes D_{EC} et D_{DS} peuvent être à l'état passant pour une certaine valeur de V_{AK} avec $V_{AK} = V_{D_{DS}} + V_{D_{EC}} - V_{EC}$.

Les diodes sont passantes pour $V_{DDS} \leq -0.7V$ et $V_{DEC} \leq -0.7V$.

L'IGBT va conduire en inverse pour $V_{AK} \leq -1.4 - V_{EC}$. La valeur de V_{EC} sera donc déterminée en fonction de la tension d'avalanche inverse de l'IGBT donnée par le constructeur ou mesurée expérimentalement. Ainsi, la tension de claquage inverse de l'IGBT est réglée par la source de tension V_{EC}.

4.2.1.2 Courant du latchup

Dans le schéma équivalent de la structure IGBT (cf Chap.I, fig. I 6) on trouve un thyristor. Le déclenchement de ce thyristor parasite (effet latchup) sera modélisé par un transistor bipolaire NPN (Q2) et le transistor PNP (Q1) (figure III 6).

Il s'agit donc d'un modèle ayant une signification physique. Le courant latchup a lieu quand la jonction base-émetteur de Q2 est polarisée en direct c'est-à-dire quand $R_p I_c(Q1) > V_{bi}$, V_{bi} étant la tension de seuil de la jonction base-émetteur de Q2. Connaissant le courant I_{AK} de l'IGBT provoquant le latchup et connaissant le gain du transistor Q1 (β_{Q1}) on peut déterminer la valeur de R_p :

$$R_p = \frac{V_{be}(Q2)}{I_c(Q1)} = \frac{V_{be}(Q2)}{I_{AK_{L-UP}}} \cdot \frac{\beta(Q1)+1}{\beta(Q1)} \qquad \text{(III 21)}$$

Le courant $I_{AK(Latchup)}$ étant donné par le constructeur ou déterminé expérimentalement.

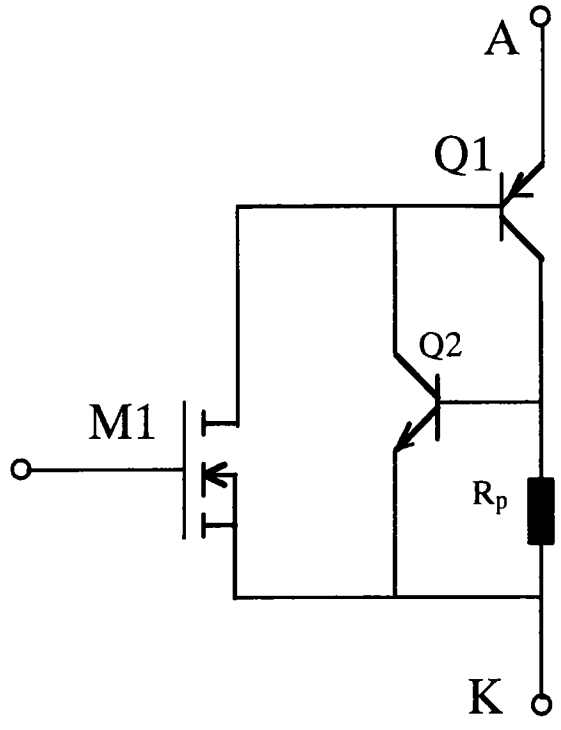


Figure III 6: Modélisation de l'effet latchup.

4.2.2 Paramètres statiques

Sachant que le fonctionnement de l'IGBT est gouverné par celui du MOSFET M1, la plupart des paramètres statiques seront ajustés par ceux de M1. En effet le courant de l'IGBT est celui du MOSFET multiplié par le gain du bipolaire Q1. Le modèle du MOSFET retenu est le modèle SPICE niveau 1, il s'agit du modèle de Shochman-Hodges. Le courant drain dans le cas d'un MOSFET à canal N est calculé de la manière suivante:

- si V_{GS}-V_{TO} < 0 (canal bloqué) alors $I_{drain} = 0$.
- si $V_{DS} < V_{GS}$-V_{TO} et V_{GS}-$V_{TO} > 0$ (zone linéaire) alors :

$$I_{drain} = \frac{WK_p}{2L}(1 + \text{Lambda} \cdot V_{DS}) \cdot V_{DS} \cdot (2(V_{GS} - V_{TO}) - V_{DS}) \qquad \text{(III 22)}$$

- si $0 \leq V_{gs}$-$V_{TO} \leq V_{DS}$ (zone de saturation) alors :

$$I_{drain} = \frac{WK_p}{2L}(1 + \text{Lambda} \cdot V_{DS}) \cdot V_{DS} \cdot (V_{GS} - V_{DS})^2 \qquad \text{(III 23)}$$

V_{TO} = VTO + GAMMA•((PHI - Vbs)$^{1/2}$ - PHI$^{1/2}$)

L'ensemble des paramètres suivant permettra de régler le courant de saturation, la conductivité (pente en régime linéaire) et la tension de saturation de l'IGBT en statique:

Kp: constante dépendante de la mobilité et de la capacité de l'oxyde;

W et L: largeur et longueur du canal;

Gamma: paramètre de seuil du substrat;

PHI: potentiel de surface;

Lambda: modulation de la longueur du canal.

4.2.3 Paramètres dynamiques

En dynamique, les paramètres électriques les plus utilisés pour caractériser un transistor sont les temps de commutations. Les différents temps régissant la commutation sont présentés figure III 7 et sont définis comme:

t_r : temps de montée (rise time). C'est le temps nécessaire pour passer de 10 à 90% de la valeur du courant maximal en ouverture.

t_f : temps de descente (fall time). C'est le temps nécessaire pour que le courant principal du transistor passe de 90% de sa valeur maximale avant la fermeture à 10% de celle-ci.

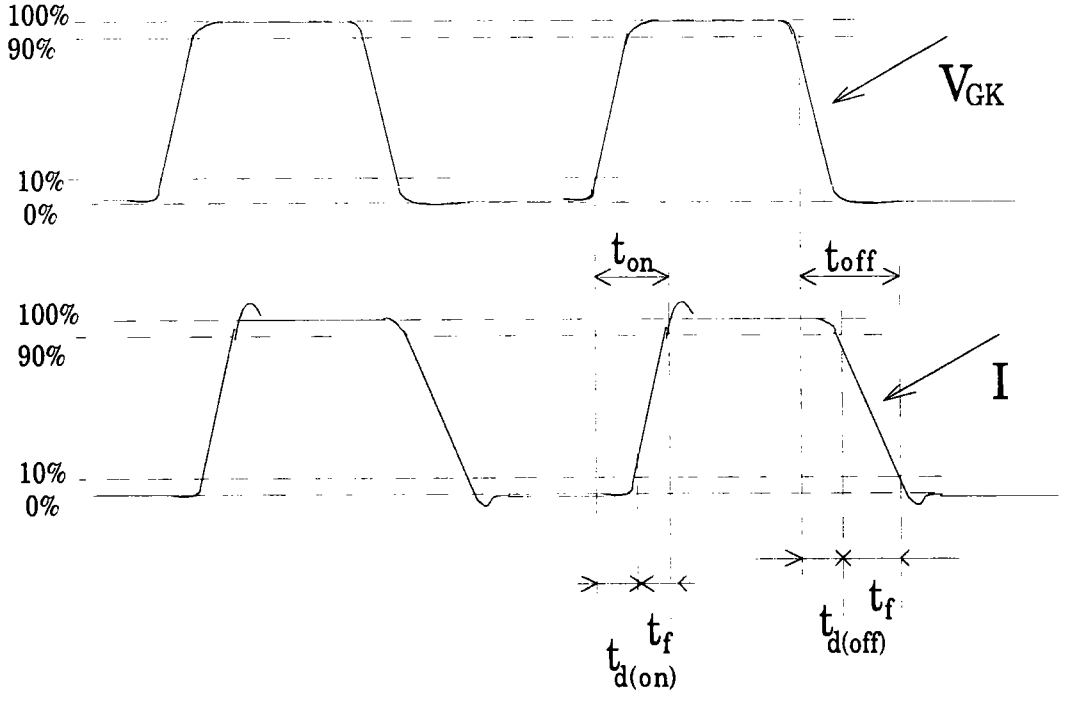


Figure III 7 Définition des temps de commutation d'un transistor.

$t_{d(on)}$: délai d'ouverture (turn-on delay time). De 10% de la tension de grille à 10% du courant principal.

$t_{d(off)}$: délai de fermeture (turn-off delay time). De 90% de la tension de grille à 90% du courant principal.

t_{on} : temps d'ouverture. $t_{on} = t_{d(on)} + tr$.

t_{off} : temps de fermeture. $t_{off} = t_{d(off)} + tf$.

4.2.4 Paramètres du modèle influant sur les temps de commutation

a- Réglage de t_f

Comme on l'a vu au chapitre I (para. 5.2), la coupure du courant de l'IGBT se fait en deux étapes. La première brusque correspond à la coupure du courant drain le MOSFET, et la seconde, traînée, correspond à la fermeture du courant du collecteur du bipolaire. Le courant drain du MOSFET étant le courant de base du transistor bipolaire, le rapport de ces deux courants est égal au gain en courant du transistor bipolaire Q1: $\beta(Q1) = \frac{I_c}{I_{MOS}}$. Le gain $\beta(Q1)$, noté BF de Q1 dans le similateur, permettra d'ajuster l'amplitude de la chute brusque à la fermeture et indirectement la valeur du temps de descente t_f. Ce temps peut également être ajusté à partir du du temps de transit de Q1 (paramètre TF).

b- Réglage de t_{doff}

Dans la structure de l'IGBT, la grille recouvre le drain en surface (couche N-), la capacité Grille Drain C_{GD} est la cause principale du délai de fermeture t_{doff} et, comme il s'agit d'une capacité MOS, cette dernière ne peut pas être modélisée par une capacité constante puisqu'elle dépend de la tension V_{GK}.

La capacité MOS résulte de l'association en série de la capacité d'oxyde de C_{GDmax} et de la capacité du semiconducteur N⁻. Lorsque le semiconducteur est en régime d'accumulation, la valeur de la capacité est celle de la capacité d'oxyde C_{GDmax}. Lorsque le semiconducteur est en régime de déplétion, la valeur de la capacité C_{GDd} correspond à la capacité d'oxyde avec la capacité due à la zone de déplétion.

Pour représenter cette capacité C_{GD}, nous utiliserons une configuration parallèle de deux branches (Figure III 8). Cette configuration utilise un aiguillage pour commuter la

capacité C_{GD} soit sur une capacité constante C_{GDmax} soit sur une capacité variable C_{GDd} en fonction de la tension V_{DG} [CHA.P 94] [BEY 94]. La capacité variable C_{GDd} , qui n'est autre que la capacité d'une jonction polarisée en inverse, est modélisée par la diode D_{DG}. L'aiguillage est assuré au niveau de SPICE par les MOS M_{GD} et M_{DG} qui jouent le rôle d'interrupteurs. Leur état, fermé ou ouvert, dépend de la polarisation de leur grille. Elles sont commandées par des sources de tensions dépendantes E_{GD} et E_{DG}. Suivant le signe de V_{DG} l'un des deux est passant. Les paramètres des MOSFETs M_{GD} et de M_{DG} sont choisis pour qu'ils soient idéaux afin de jouer uniquement le rôle d'interrupteur.

Le temps t_{doff} est donc réglé par la valeur de la capacité C_{GD} et par les paramètres de la diode D_{DG}.

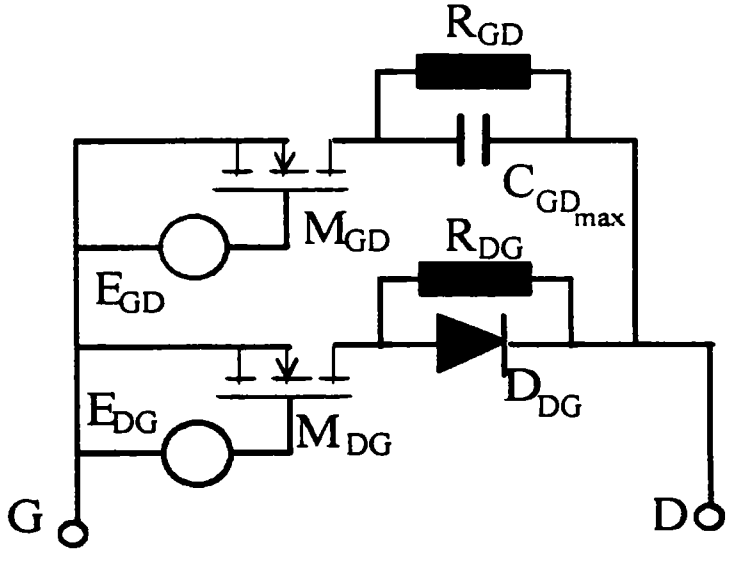


Figure III 8: Modèle à interrupteurs de la capacité MOS.

c- Réglage de t_{don}

Le réglage de t_{don} se fait directement par ajustement des capacités composant le circuit équivalent en dynamique du MOSFET M1: C_{GBO} (capacité du dépassement grille-substrat) et C_{GSO} (capacité de dépassement grille-source). Une augmentation de ces capacités se traduit par l'augmentation de t_{don}.

d- Réglage de t_r

Le temps t_r peut être réglé directement par ajustement de K_p (coefficient de transconductance du MOSFET M1) ou I_{dsat}. Etant donné que Kp est utilisé pour l'ajustement des caractéristiques de transfert en statique. I_{dsat} sera utilisé pour le réglage de t_r.

5. RESULTATS

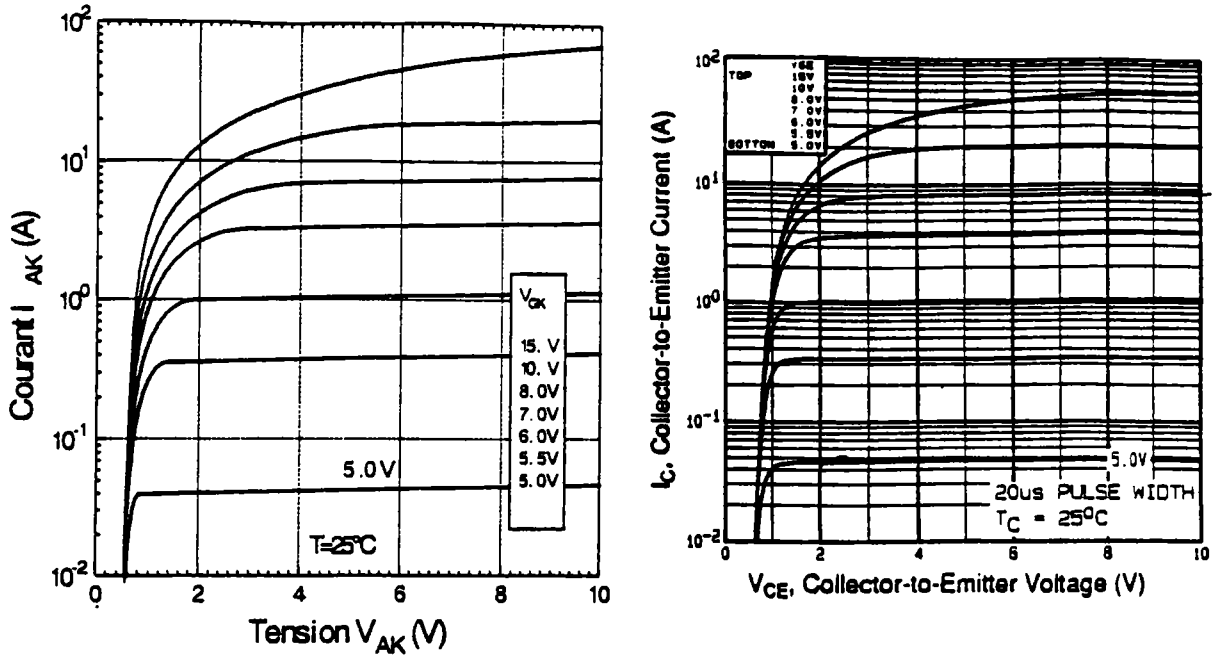
Nous avons réalisé le sub-circuit pour simuler deux types d'IGBT, IRGBC20S et IRGBC40F, de chez International Rectifier se différenciant par leur vitesse de commutation et leur puissance,. Le premier est du type standard 600V-20A et le second de type Fast 600V-40A. Les paramètres du sub-circuit ont été choisis pour ajuster les caractéristiques électriques simulées avec les données constructeur. Ces dernières sont données soit sous forme de caractéristiques et de valeurs typiques soit sous forme d'un encadrement des différents paramètres. Pour notre simulation nous prendrons toujours, si possible, la valeur moyenne comme référence. Le modèle ainsi réalisé permettra de simuler un IGBT type de la série concernée.

Afin de juger de l'exactitude du modèle, nous avons également réajusté le sub-circuit pour un échantillon donné de la famille IRGBC20S. Celui-ci a été caractérisé expérimentalement et ses résultats sont confrontés à ceux obtenus par simulation.

5.1 Comparaison simulation-données constructeur

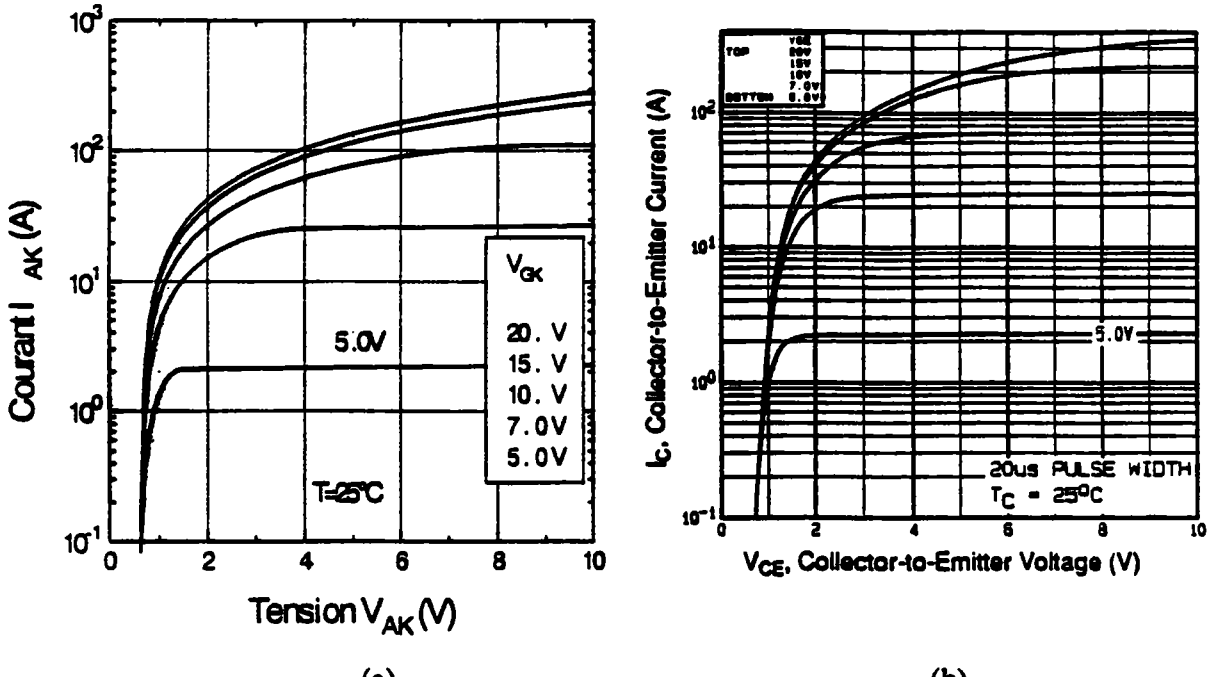
Le réseau de caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ simulé pour plusieurs valeurs de V_{GK} et celui donné par le constructeur sont représentés figure III 9-a et III 9-b pour l'IGBT IRGBC20S et figure III 10-a et III 10-b pour l'IGBT IRGBC40F. La simulation a été réalisée en prenant le même circuit que celui donnée par le fabricant pour effectuer la mesure à la même température de 25°C. Un bon accord est obtenu entre les résultats de la simulation est ceux du constructeur.

Les formes d'onde, simulées pour les deux types d'IGBT, du courant I_{AK} et de la tension V_{AK} sont présentés Figure III 11-a et III 12-a pour la fermeture et figure III 11-b et III 12-b pour l'ouverture. Les paramètres dynamiques extraits de ces caractéristiques simulées et ceux donnés par le constructeur sont reportés sur le tableau III 1.



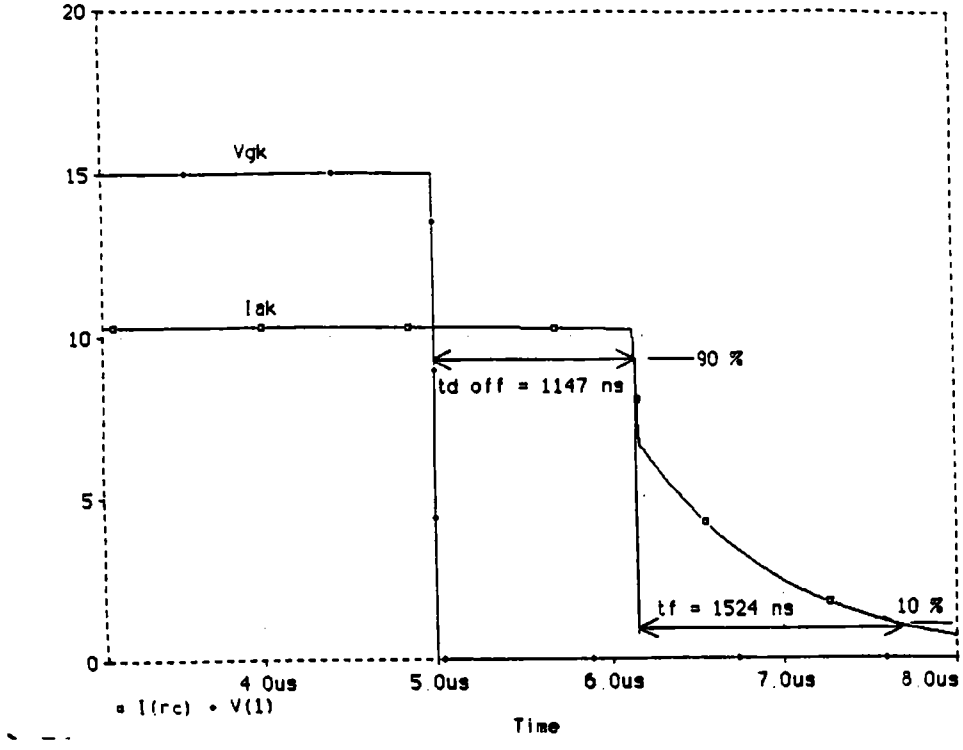
(a) (b)

Figure III 9: Réseau de caractéristiques I_{AK}-V_{AK} de l'IGBT IRGBC20S (a) obtenu par simulation, (b) donné par le constructeur.

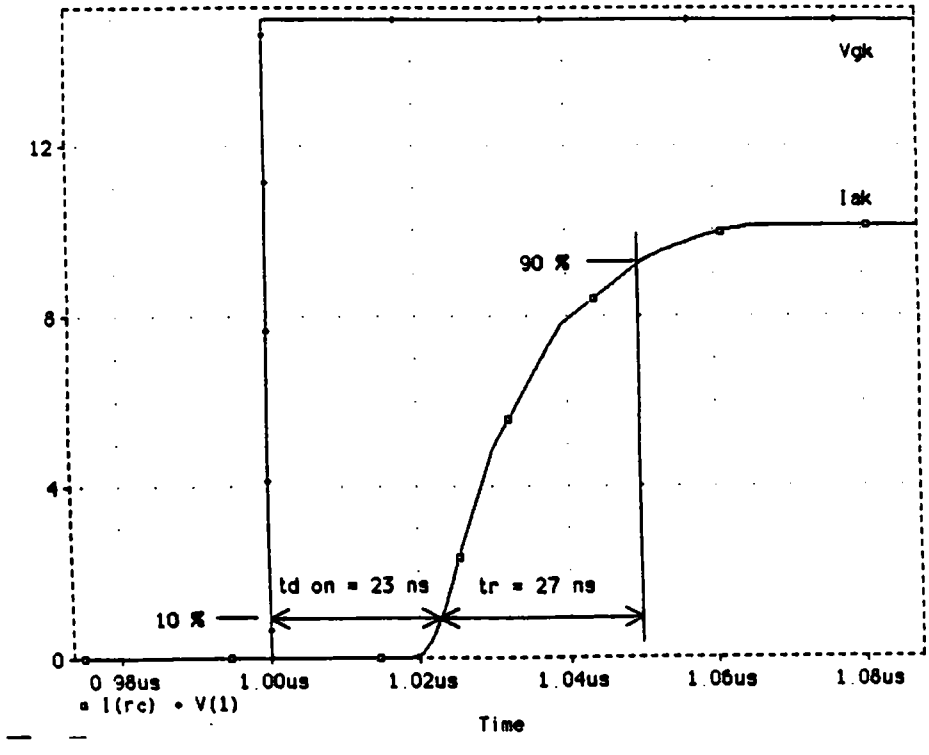


(a) (b)

Figure III 10: Réseau de caractéristiques I_{AK}-V_{AK} de l'IGBT IRGBC40F (a) obtenu par simulation, (b) donné par le constructeur.

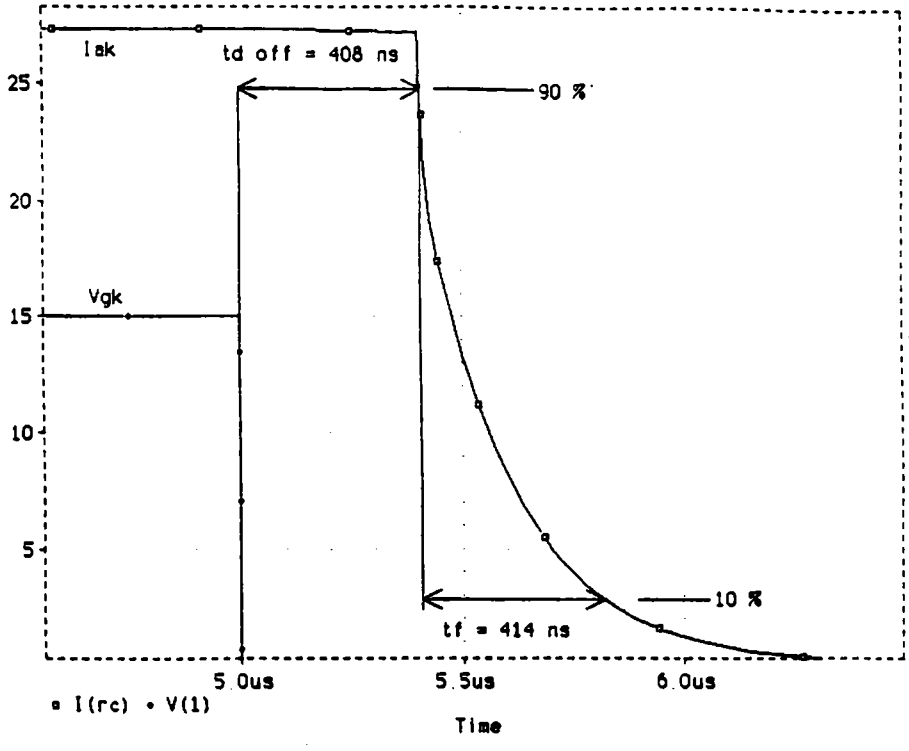


(a)

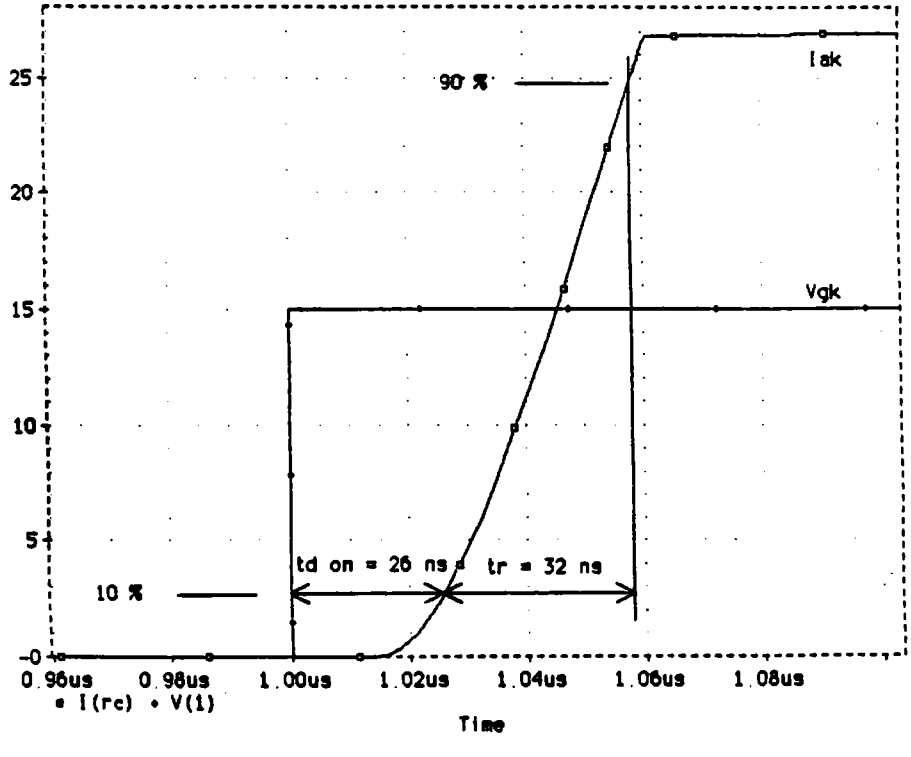


(b)

Figure III 11-a: Formes d'ondes simulées pour l'IGBT du type IRGBC20S, en fermeture (a) et en ouverture (b), du courant I_{AK} et de la tension V_{GK}.



(a)



(b)

Figure III 12: Formes d'ondes simulées pour l'IGBT du type IRGBC40F, en fermeture (a) et en ouverture (b), du courant I_{AK} et de la tension V_{GK}

	IRGBC20F		IRGBC40F	
	Constructeur	Modèle	Constructeur	Modèle
t_{don}	24ns	23ns	26ns	26ns
t_r	23ns	26ns	37ns	32ns
$t_{doff\ max}$	1200ns	1147ns	410ns	408ns
t_{imax}	1600ns	1425ns	420ns	414ns

Tableau III 1: Tableau comparatif des temps de commutation obtenus par le modèle SPICE et données par le constructeur.

Un bon accord avec les données constructeur est obtenu pour chacun des deux modèles proposés.

Remarque

Concernant les tensions de claquage et le courant du latchup, les valeurs données par le constructeur respectent une marge de sécurité, ce qui fait que les données constructeur sont souvent inférieures aux valeurs réelles. Ces paramètres seront donc comparés aux mesures expérimentales que nous avons réalisées.

5.2 Comparaison simulation-mesures

5.2.1 Caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$

Les réseaux de caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ mesurées et simulées sont donnés sur le même graphe (fig. III 13) afin de mieux les comparer. Un bon accord est obtenu entre les différentes courbes.

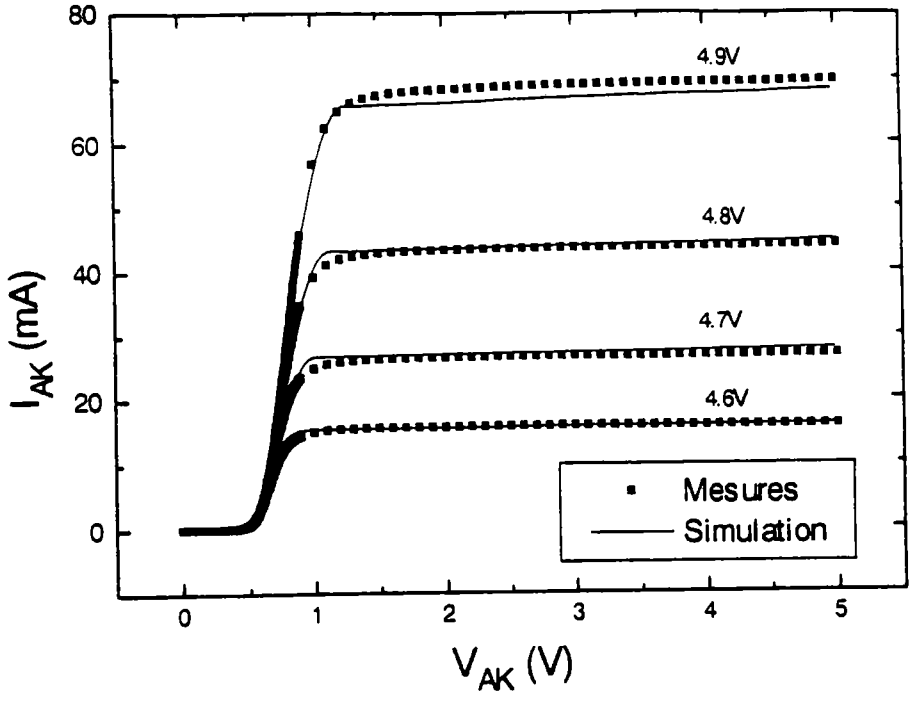


Figure III 13: Réseau de caractéristiques I_{AK}-V_{AK} simulées et mesurées pour un IGBT de la famille IRGBC20S.

5.2.2 Tension de claquage

La tension de claquage en direct mesurée pour l'IGBT IRGBC20S étudié est de 830V, la valeur de BV est fixée à 815-0,7 soit 814,3V. Les caractéristiques mesurées et simulées montrant le début du claquage sont données respectivement figure III 14-a et figure III 14-b..

La tension de claquage en inverse est d'environ 22V pour l'IGBT IRGBC20S. V_{EC} a donc été fixée à 20,6V (cf 4.2.1.1). Les caractéristiques simulée et mesurée sont données respectivement figure III 15-a et figure III 15-b. Pour la caractéristique expérimentale la mesure a été effectuée à l'aide d'un générateur de courant. Après le claquage, nous remarquons l'apparition d'une pente négative. Celle-ci est la conséquence d'un second effet thyristor n-p-n-p symétrique à celui présenté dans le chapitre I. Ce phénomène n'a pas été approfondi dans ce rapport et fera objet d'une étude ultérieure. Lors de la simulation, nous n'avons pas tenu compte de cet effet.

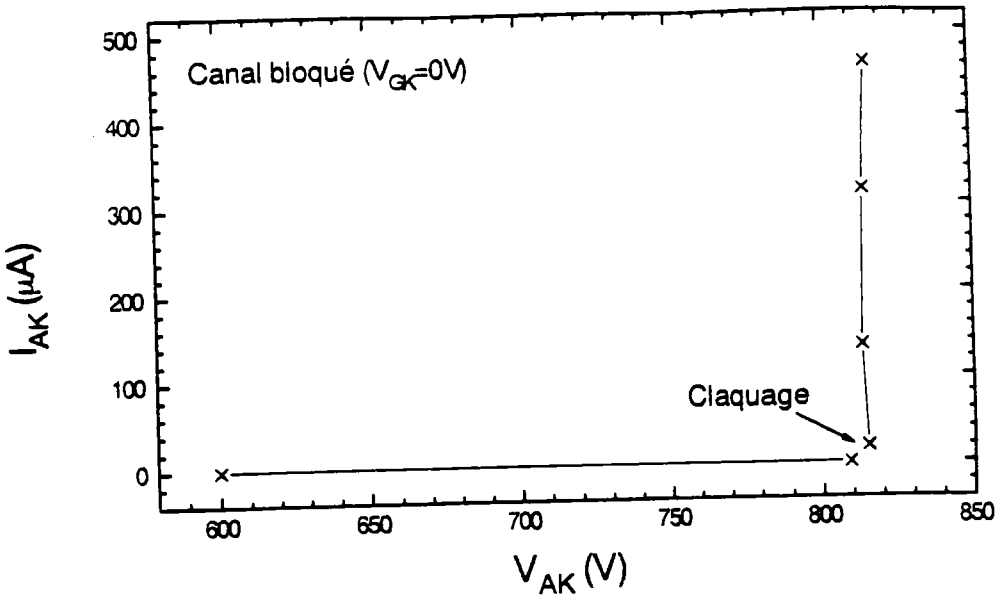


Figure III 14-a: Caractéristique I_{AK}-V_{AK} mesurée, pour V_{GK}=0V, montrant le début du claquage en direct.

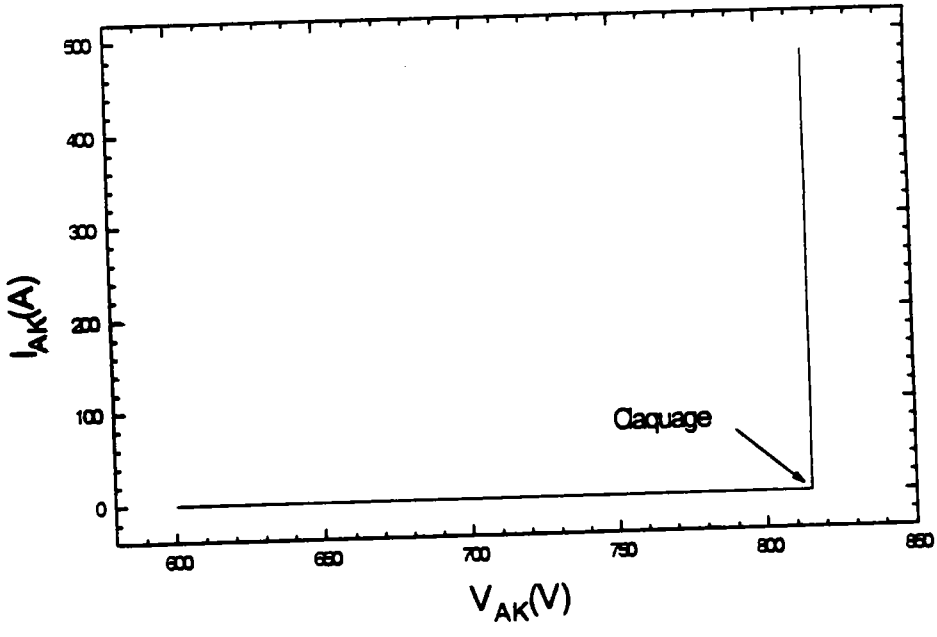


Figure III 14-b: Caractéristique I_{AK}-V_{AK} simulée, pour V_{GK}=0V, montrant le début du claquage en direct

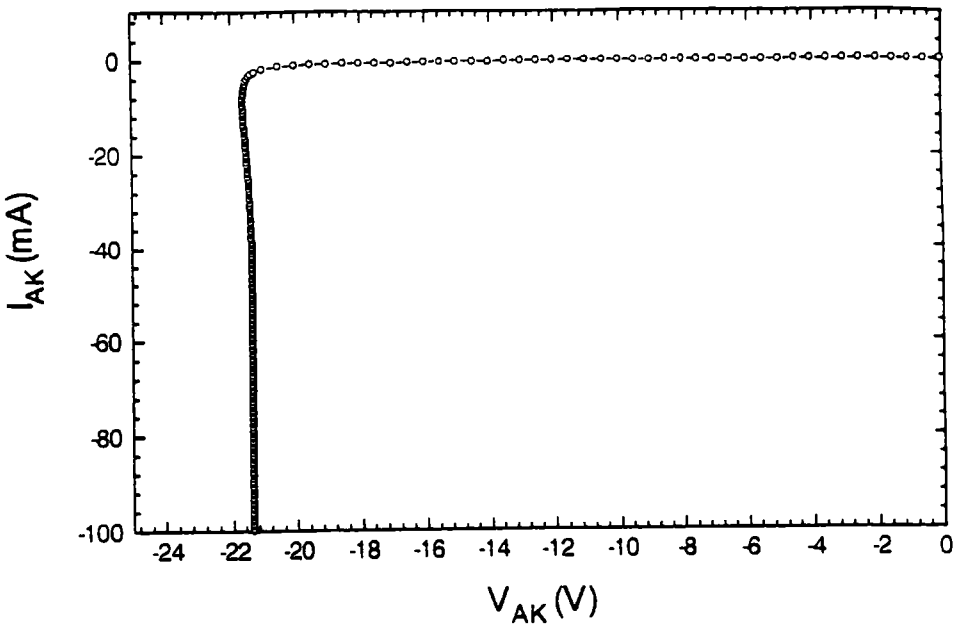


Figure III 15-a: Caractéristique I_{AK}-V_{AK} mesurée montrant le début du claquage en direct

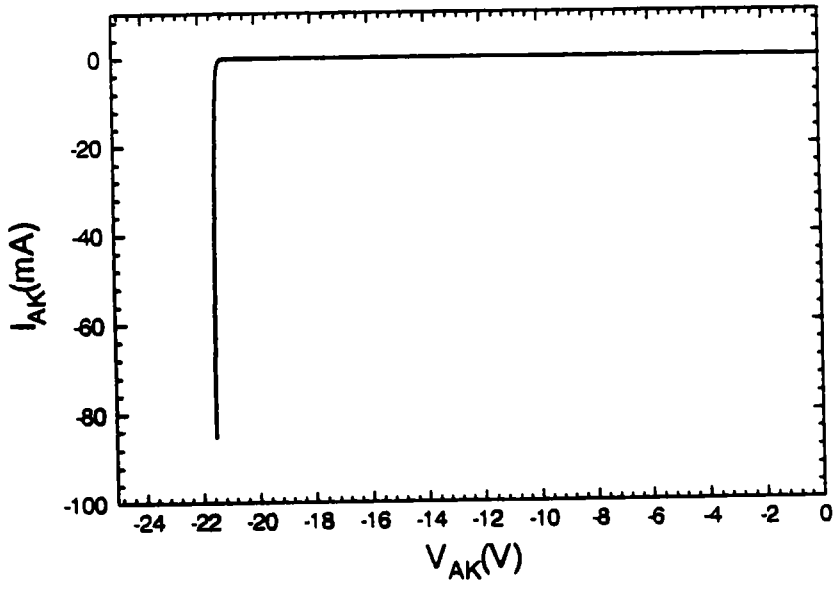


Figure III 15-b: Caractéristique I_{AK}-V_{AK} simulée montrant le début du claquage en inverse.

5.2.3 Courant du latchup

Le courant de latchup n'a pas pu être mesuré pour des raisons techniques. On a donc utilisé la valeur maximale du courant donnée par le constructeur qui est de 19A. C'est à partir de cette valeur que la résistance R_P a été ajustée avec une marge de 3A. Le point critique de ce déclenchement est signalé figure III 16.

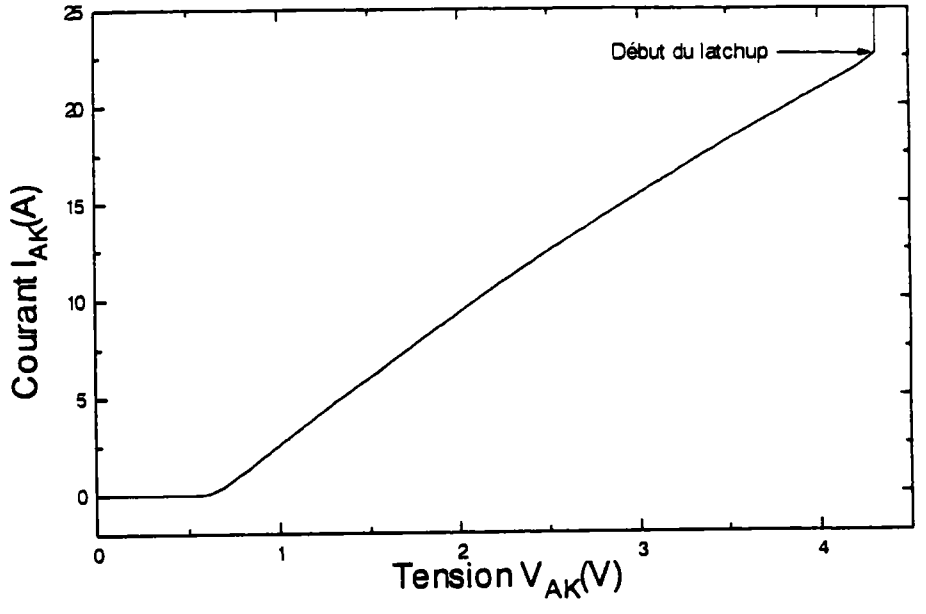


Figure III 16: Caractéristique I_{AK}-V_{AK} simulée pour V_{GK}=11V, montrant le début du latchup.

5.2.4 Etude en commutation

Le temps de descente représente le défaut principal de l'IGBT. C'est de ce paramètre qu'il sera question ici. Le circuit de mesure qui est utilisé également pour la simulation est donné figure II 17 du chapitre II. Les formes d'onde de la tension V_{AK} et du courant I_{AK} mesurées et simulées sont données respectivement figure III 17-a et figure III 17-b. Excepté les fluctuations enregistrées sur les caractéristiques mesurées dues au bruit généré par le circuit de mesure, les résultats obtenus par simulation sont en très bon accord avec les mesures.

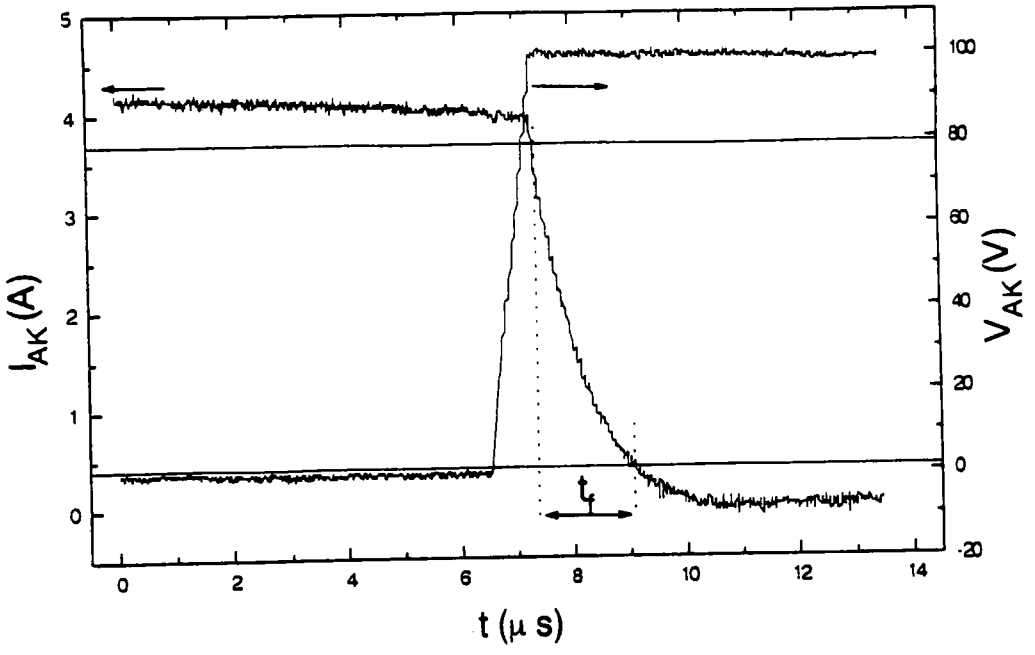


Figure III 17-a: Formes d'onde en fermeture de la tension VAK et du courant IAK mesurées pour l'IGBT IRGBC20S.

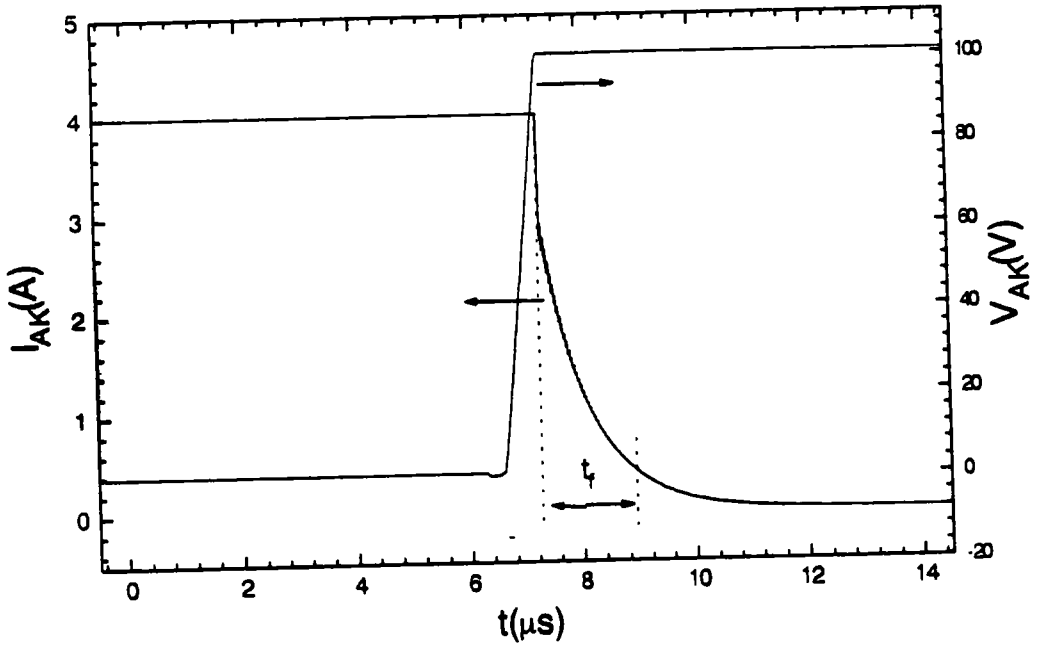


Figure III 17-b: Formes d'onde en fermeture de la tension VAK et du courant IAK simulées pour l'IGBT IRGBC20S

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle analytique proposé par Hefner pour simuler le fonctionnement électrique de l'IGBT. Ses performances et ses limites ont été étudiées ainsi que les problèmes liés à son intégration dans le logiciel SPICE. Ensuite nous avons proposé un modèle utilisant un sub-circuit basé sur le schéma équivalent de l'IGBT que nous avons incorporé dans la bibliothèque de SPICE. La méthodologie utilisée pour ajuster les différentes caractéristiques électriques est donnée, et les paramètres SPICE influant sur ces caractéristiques sont répertoriés.

Les performances de ce modèle ont été vérifiées, par confrontation de ses résultats avec les mesures expérimentales et les données constructeur pour deux types d'IGBT se différenciant par leur vitesse de commutation et par leur puissance. Cette confrontation a montré un bon accord, ce qui a permis la validation du modèle. Une extension à d'autres types d'IGBT ne présenterait pas de difficultés majeures.

Bibliographie

[BEY 94] B. Beydoun "Simulation et Conception des Transistors M.O.S de Puissance" Thèse de doctorat d'Université, Université Paul Sabatier de Toulouse, 6 Juillet 1994.

[CHA.P 94] J-J. Charlot and I. Pesic "Spice and User Developped Modeling Application: Implementation of an IGBT Model in SmartSpice", Rapport interne SILVACO, 1995.

[CHA.EL 93] J-P Charles, O. Elmazria et B. Lepley "Etude du fonctionnement des IGBTs" Troisièmes Journées Pédagogiques du CNFM, Saint-Malo, Nov 1994.

[ERA.GBk 91] S. ERANEN, M M. GRONLUND, M. BLOMBERG and J. KIIHAMAKI. "The Kirk Effect in LIGBT Devices", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol 38, No 8, pp 1919-1924, Aug 1991.

[FOS.MS 88] J. G. Fossum, R. J. McDonald, and M. A. Shibib "Network Representations of LIGBT Structures for CAD of Power Integrated Circuits" IEEE trans on Electron Devices, Vol 35, No 4, pp 507-515, April 1988.

[HEF.B 88] A. R. Hefner and D. L. Blackburn "An Analytical Model for the Steady-State and Transient Characteristics of the Power IGBT", SolidState Electronics, Vol. 31, No 10, pp 1513-1532, 1988

[ICA 95] ICAP Intusoft, IsSPICE User Manual, January 1995.

[MIC 89] MicroSim Corporation, PSPICE User Manual, California, July 1989.

[SIL.SU 95] Silvaco International, SmartSpice/UTMOST III Modeling, User Manual, Santa Clara, 1995.

CHAPITRE IV

SIMULATION DES EFFETS DES IRRADIATIONS PAR ELECTRONS A L'AIDE DU SIMULATEUR DE DISPOSITIFS ATLAS

1. Introduction

Nous proposons ici une méthode de simulation des effets induits par irradiations aux électrons sur l'IGBT en utilisant le simulateur de dispositif 2D ATLAS II (version PISCES de SILVACO). Les effets de l'irradiation sont modèlisés par l'introduction de défauts dans toutes les couches de la structure simulée en précisant leurs niveaux d'énergie, leurs densités et leurs sections efficaces de capture. La validation de la méthode est vérifiée par comparaison des résultats obtenus par simulation avec ceux obtenus expérimentalement.
Dans un premier temps nous donnerons une description du logiciel de simulation et de son environnement de travail, ensuite nous exposerons la méthodologie mise en oeuvre c'est à dire les différentes étapes nécessaires pour réaliser la structure à simuler et pour effectuer le choix des modèles physiques et la calibration des paramètres des modèles choisis. L'approche permettant de simuler les effets d'irradiation ainsi que la méthode d'optimisation des performances de l'IGBT sera enfin développée en tenant compte des évolutions antagonistes des différents paramètres obligeant à un compromis.

2. Présentation du logiciel PISCES

PISCES est un programme de modélisation 2-D simulant le fonctionnement interne de tous les dispositifs semiconducteurs à base de silicium, MOSFETs, SOI-MOSFETs, BJT, diodes, thyristors, IGBTs, CCDs etc.... Il calcule les distributions internes des paramètres

physiques et prédit le comportement électrique des dispositifs en régime permanent ou transitoire. PISCES peut donc :

- simuler la distribution des potentiels, des champs électriques, des porteurs et des courants;
- modéliser les courbes I-V et C-V, les réponses en alternatif et les caractéristiques en régime transitoire;
- optimiser les paramètres électriques du dispositif en ajustant les paramètres process;
- extraire les paramètres SPICE du dispositif.

La structure du dispositif à simuler peut être complètement arbitraire. Une fois celle-ci réalisée, elle est découpée en éléments finis, non forcément uniformes, formant ainsi ce qu'on appelle un maillage. Le potentiel électrostatique et les concentrations de porteurs en fonction de l'espace et du temps sont alors calculés à chaque noeud du maillage à partir des équations de Poisson (IV 1) et de continuité (IV 2) et (IV 3).

$$div(grad\vec{\psi}) = -\frac{q}{\varepsilon_{sc}}\left[p - n + N_D^+ - N_A^-\right] \qquad \text{(IV 1)}$$

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{1}{q} div\vec{J}_p + G_p - R_p \qquad \text{(IV 2)}$$

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{1}{q} div\vec{J}_n + G_n - R_n \qquad \text{(IV 3)}$$

où n et p sont les concentrations d'électrons et de trous, $\vec{J}_n$ et $\vec{J}_p$ sont les densités de courant des électrons et des trous, G_n et G_p les taux de génération pour les électrons et les trous, R_n et R_p les taux de recombinaisons pour les électrons et les trous et q la charge d'un électron.
Ces trois équations forment ainsi un système couplé. Le potentiel et les concentrations n et p sont alors déterminés par des méthodes de calculs numériques tels que les algorithmes de Newton ou de Gummel. Le choix de l'algorithme de calcul est à spécifier suivant l'étude à réaliser.

Les profils de dopage du dispositif peuvent être obtenus en utilisant des fonctions analytiques, des résultats expérimentaux stockés dans des bases de données ou des logiciels de simulation de procédé de fabrication, type SUPREM.

Nos travaux ont été réalisés sur ATLAS II version PISCES de SILVACO. Cette version, qui inclut toutes les possibilités de la version de base de " Standford Electronics Laboratories" [PIN.RD 84], peut fonctionner soit indépendamment soit comme partie intégrante d'un ensemble de logiciels et utilitaires SILVACO, ce qui permet une grande souplesse de fonctionnement. Ces logiciels couvrent toutes les étapes de la conception d'un dispositif électronique depuis sa fabrication jusqu'à la détermination de ses performances dans un circuit électrique.

L'ensemble du logiciel se décompose en deux types d'outils, interactifs et de simulations.

Les outils interactifs

DevEdit : éditeur de structure et outil de maillage permettant de générer ou de modifier la structure du dispositif à simuler. DevEdit peut être contrôlé par des lignes de commande ou par un écran graphique interactif.

DeckBuild : environnement de développement et d'exécution pour tous les simulateurs SILVACO. DeckBuild offre une aide et une prise en charge qui permet d'éviter l'apprentissage d'une syntaxe de commande généralement très complexe. Il permet aussi une exécution automatique et très pratique des programmes et des sauvegardes systématiques des étapes intermédiaires d'exécution.

TonyPlot : outil de visualisation de structures et de caractéristiques offrant toutes les fonctionnalités des outils scientifiques.

Optimizer : outil d'optimisation pour la calibration des simulateurs de process et dispositifs. Cet outil permet un ajustage automatique des paramètres électriques ou process en jouant sur un ou plusieurs paramètres d'entrée.

Les outils de simulation

Les outils de simulation proprement dits sont regroupés en quatre niveaux:

ATHENA : Simulation des procédés technologiques de fabrication (process).

ATLAS : Simulation du comportement électrique du dispositif (device).

UTMOST: Extraction de paramètres à partir des caractéristiques électriques, mesurées ou simulées, pour SPICE.

SMART-SPICE : Simulation de circuit électrique (SPICE).

Les noms commerciaux SILVACO de ces logiciels et les liens reliant les uns aux autres sont précisés dans la figure IV 1.

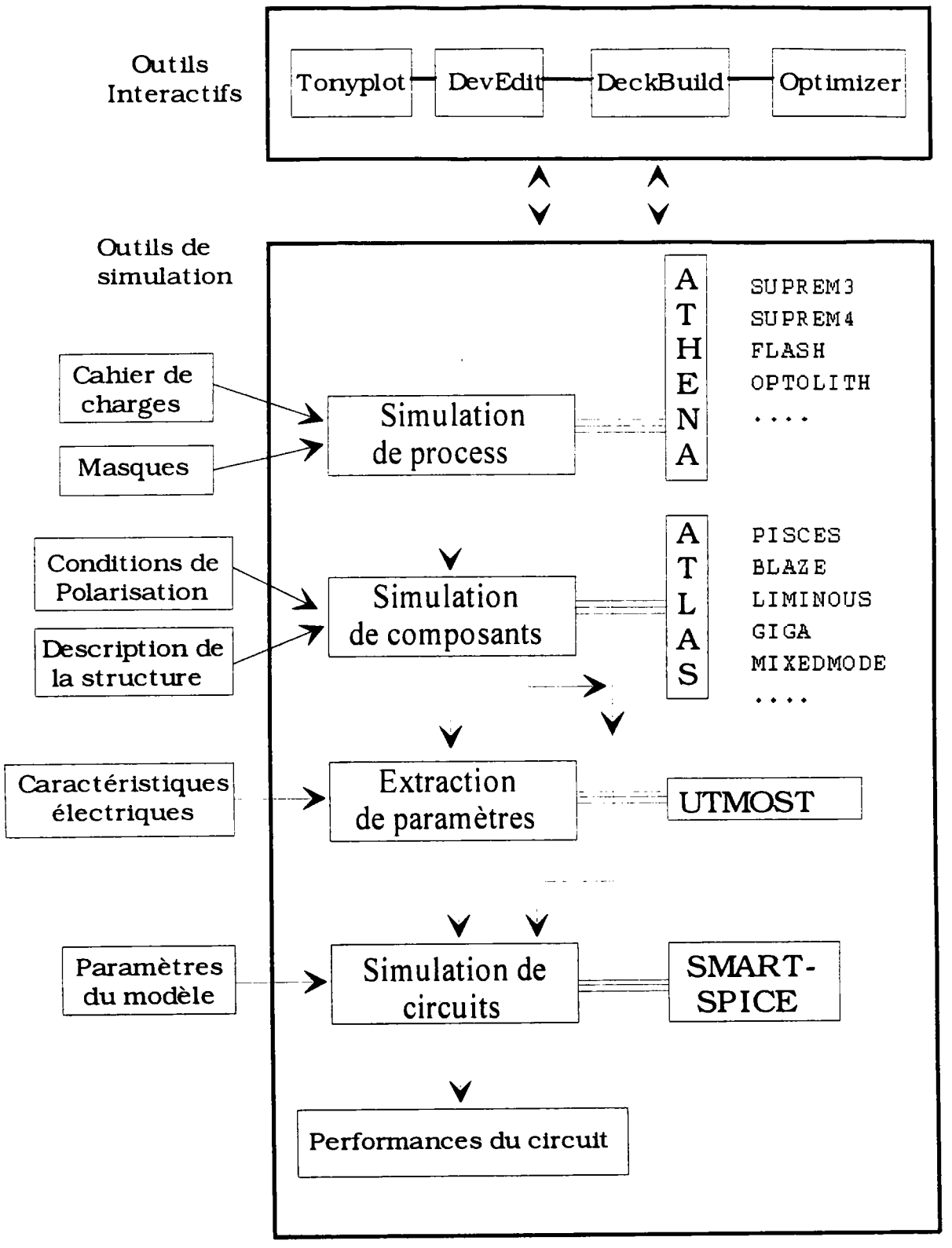


Figure IV 1: Différents niveaux et outils de simulation

3. Modélisation de l'IGBT

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

- construction de la structure (régions et dopages);
- maillage;
- choix des modèles physiques à prendre en compte pour effectuer la simulation;
- calibration des paramètres des modèles physiques choisis afin d'ajuster les paramètres des modèles pris en compte.

3.1 Construction de la structure IGBT

Il s'agit de définir la structure la plus réaliste permettant de simuler le mieux possible l'IGBT étudié. Ne disposant pas de logiciel de simulation de procédé de fabrication pendant cette étude, nous avons donc introduit les profils de dopages dans le logiciel sous forme de fonctions gaussiennes. La construction de la structure consiste en trois étapes: définition des régions, définition des électrodes et définition des dopages.

REGIONS

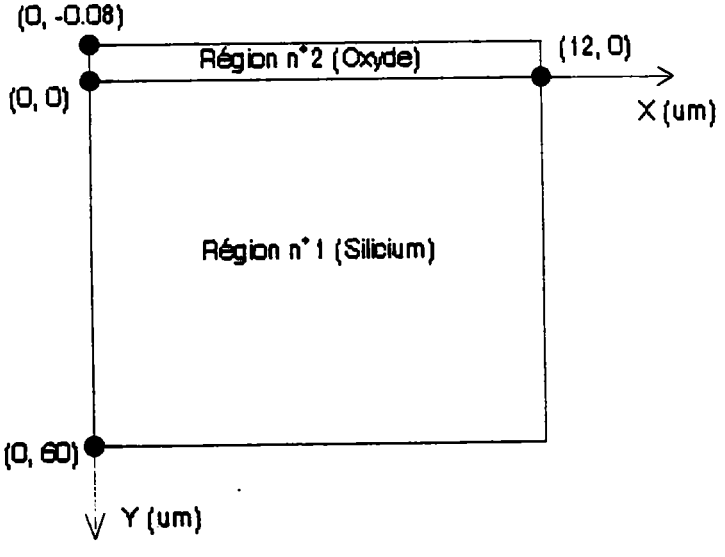


Figure IV 2: Régions définissant la structure.

Vue la symétrie des cellules de l'IGBT, la structure simulée sera celle d'une demi-cellule. Nous remonterons aux caractéristiques de l'IGBT complet par la multiplication des grandeurs simulées par un facteur de surface préalablement déterminé ou en utilisant l'option

de symétrie cylindrique disponible dans le simulateur ATLAS. Cette option permet une très bonne simulation des structures disposant d'une symétrie cylindrique. Dans notre étude nous approximerons la structure hexagonale de l'IGBT par une structure cylindrique. Dans ce cas de symétrie, il suffit de multiplier les grandeurs simulées par le nombre de cellules constituant l'IGBT.

Dans un premier temps nous définissons des régions rectangulaires: la région n° 1 est définie comme un matériau de type silicium et la région n° 2 comme de l'oxyde (SiO_2). Dans la figure IV 2, les différentes dimensions sont définies en micromètre.

ELECTRODES

La définition des électrodes permet de réaliser les contacts Grille, Anode et Cathode. Seules ces électrodes peuvent être polarisées. La grille de 6.5μm de largeur est placée au dessus de l'oxyde, c'est à dire pour y=-0.08μm. La cathode est insérée entre l'oxyde et le semiconducteur avec x compris entre 0 et 3.4μm. Ceci permettra de court-circuiter le caisson n^{++} et le puits P (source et substrat du MOSFET). L'Anode, quant à elle, s'étend sur toute la surface inférieure en contact avec la couche P^+ (fig. IV 3).

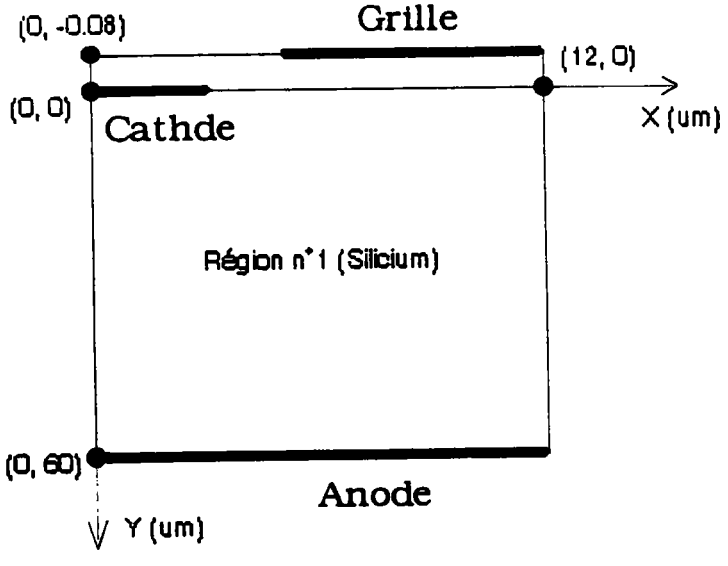


Figure IV 3: Définition des électrodes.

Dopage

La région 1, correspondant à la couche épitaxiée N^-, est dopée en phosphore avec une concentration uniforme de $1{,}5.10^{14}cm^{-3}$. La couche P+ correspondant à l'anode est obtenue par un dopage uniforme en bore avec une concentration de $10^{19}cm^{-3}$ sur une distance y

comprise entre 48.4 et 60μm. De la même façon on dope la couche tampon N^- avec un dopage uniforme en phosphore de $10^{17}cm^{-3}$ sur une distance y allant de 40 à 48.4μm. Nous réalisons ensuite le puits P en utilisant une distribution gaussienne avec un maximum à $1.45x10^{17}cm^{-3}$ et une profondeur de jonction (puits P^+ /couche N^-) imposée à 5.8μm de la surface oxyde-semiconducteur. Enfin nous réalisons le caisson n^{++} en utilisant toujours un profil gaussien dont le maximum est de $9.3x10^{19}cm^{-3}$ avec une profondeur de jonction de 0.4μm et une largeur de 3.3μm. Les concentrations de dopage sont déterminées à partir des données de la littérature et des mesures expérimentales. L'ajustement entre les caractéristiques simulées et celles mesurées a été ensuite réalisé afin de valider ces données.

Le profil de dopage net selon l'axe y pris pour x = 4μm est donné figure IV 4-a. Un agrandissement donnant le dopage en bore, en phosphore et les dopages nets au niveau du caisson n^{++} et du puits P sont donnés figure IV 4-b. Les profils gaussiens des différentes couches sont mieux visibles sur cette dernière courbe..

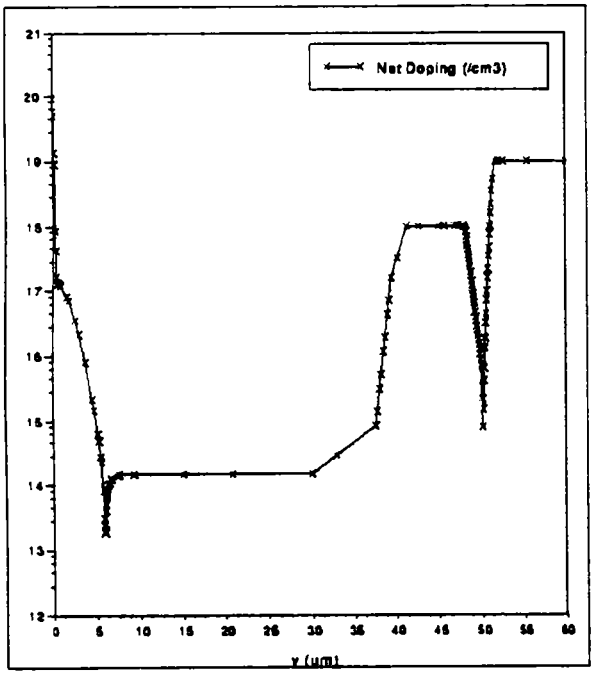


Fig. IV 4-a: 0<y<60μm

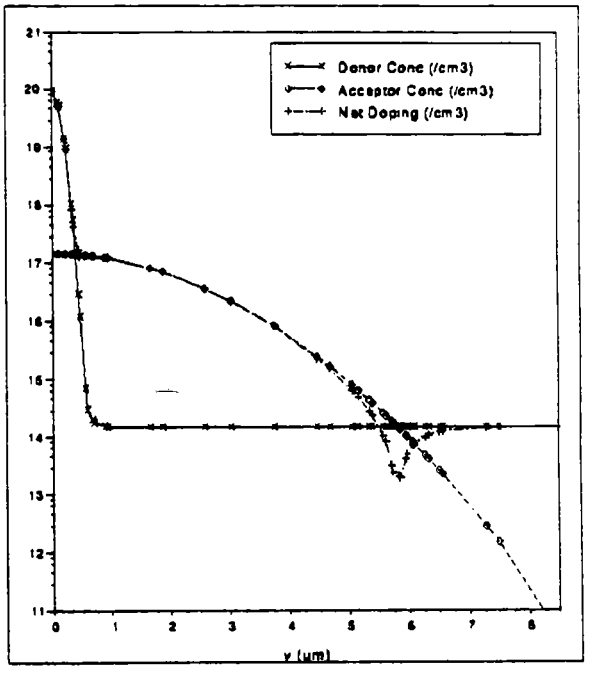


Fig. IV 4-b: 0<y<12μm

Figure IV 4: Profil de dopage pour x=4μm

3.2 Définition du maillage

La précision des résultats obtenus avec les simulations est fonction du nombre et de la distribution des noeuds dans la maille. En contre partie, le temps de calcul des solutions est d'autant plus important que le maillage possède de noeuds. Le maillage doit donc être fait de façon à avoir une distribution de noeuds plus abondante dans les régions de fortes variations de profils de dopages et moins importante dans les régions où le dopage est uniforme. Ceci permet d'atteindre un compromis entre le temps de calcul et la précision de la simulation. Un outil de maillage, ***Meshbuild,*** incorporé dans le logiciel DevEdit permet, après initialisation de quelques paramètres, de réaliser de manière automatique un maillage variable s'adaptant à la structure et au dopage du dispositif.

Pour que le maillage soit optimum, il faut que le nombre de noeuds soit augmenté jusqu'au moment où les solutions calculées ne dépendent plus du maillage. Cependant, il est clair que pour les simulations préliminaires, dont le but est de déterminer les paramètres des modèles utilisés, un maillage grossier suffit et permet par conséquent un gain considérable en temps de calcul.

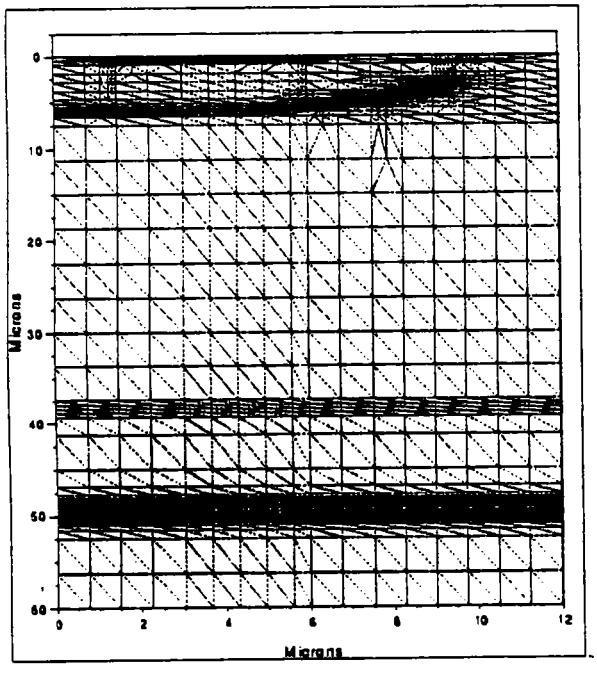


Fig. IV 5-a

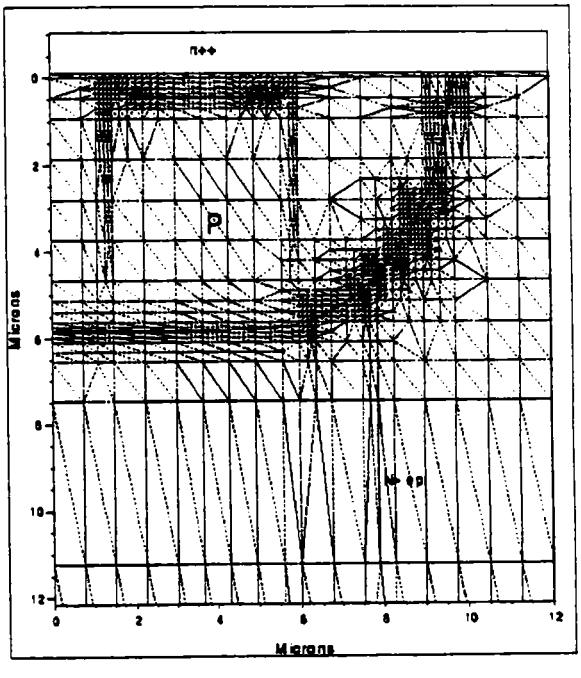


Fig. IV 5-b

Figure IV 5:Maillage de la structure simulée

Dans notre cas le maillage adopté pour simuler l'IGBT est celui de la figure IV 5-a. On y remarque une forte concentration de noeuds au niveau des jonctions et un relâchement dans les zones uniformes. Un agrandissement au niveau du canal, la zone la plus dense en noeuds, est donné figure IV 5-b.

Le profil de dopage de la structure complète est représenté figure IV 6. Le plan XY correspond au maillage de la structure et la troisième dimension donne le niveau de dopage net de chaque noeud de la maille en fonction de ses coordonnées (x,y).

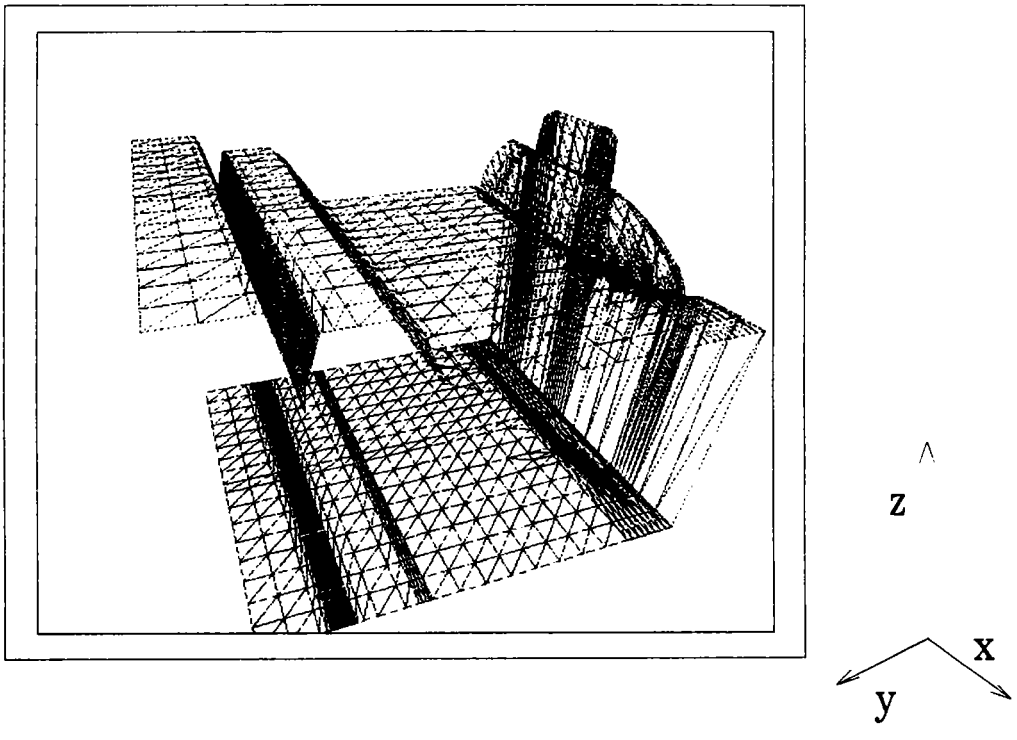


Figure IV 6: Profil de dopage en fonction des coordonnées (x,y) des noeuds.

4. Phase d'apprentissage

Afin d'explorer toutes les possibilités du logiciel, une phase d'apprentissage fut indispensable. Nous avons donc commencé par étudier l'influence des paramètres physiques et technologiques (process) sur les paramètres électriques de l'IGBT. Cette étude s'avérera très utile pour la suite de nos travaux, surtout pour l'ajustement et la calibration des modèles physiques utilisés.

Les paramètres électriques tels que la tension de seuil pour le MOSFET (V_{th}) et le gain en courant pour le transistor bipolaire (β) sont importants pour effectuer une bonne simulation de l'IGBT. Le réglage de ces deux paramètres est donc très critique pour réaliser une bonne simulation.

Le réglage de la tension de seuil peut se faire en jouant sur plusieurs paramètres process:

1- le profil de dopage dans le canal.

2- les états d'interfaces (contrôlés par le paramètre QF).

3- l'épaisseur de l'oxyde

4- le profil de dopage du drain pour les MOSFET à canal court.

Plus il y a de paramètres indéterminés à faire varier, plus l'ajustement est complexe. Il faut donc fixer le maximum de paramètres possibles afin d'alléger cette tâche. Le troisième peut être déterminé par mesures C-V dans le cas d'un MOSFET à canal long, le quatrième paramètre est éliminé. Dans ce cas là, il en reste deux à ajuster.

Comme attendu, une augmentation du niveau de dopage du puits P s'accompagne par une augmentation de la tension de seuil V_{th} et inversement l'augmentation du facteur QF relatif aux états d'interfaces s'accompagne d'une diminutaion de V_{th}. On remarque également que le niveau de dopage de la couche épitaxiée N^- influe sur la tension de seuil [CHA.EL 95].

Concernant le gain β, une multitude de paramètres peuvent l'affecter. Les plus influants sont:

1- le profil de dopage;

2- le choix du modèle physique;

3- les paramètres des équations de génération-recombinaison.

Les modèles physiques utilisés pour le silicium et leurs paramètres sont connus et définis dans la littérature. On a donc retenu les paramètres définis par défaut dans le logiciel. En revanche, les durées de vie des porteurs sont relativement mal connues puisqu'elles dépendent entre autres du procédé de fabrication, ces paramètres sont donc à ajuster pour obtenir la bonne valeur de β. Leur ajustement permet également de régler les temps de commutation du transistor.

Le but de cette étude étant de simuler les effets induits par l'irradiation aux électrons sur l'IGBT. Cette technique permet d'optimiser les performances de l'IGBT. Le modèle de

génération-recombinaison que nous utilisons est celui de Shokley-Read-Hall (SRH). La vitesse de recombinaison R_{SRH} est donnée par [SILA 95]:

$$R_{SRH} = \frac{pn - n_i^2}{\tau_p\left[n + n_i exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right)\right] + \tau_n\left[p + n_i exp\left(\frac{E_t - E_i}{kT}\right)\right]} \qquad \text{(IV 4)}$$

où E_t est le niveau d'énergie du piège et τ_n et τ_p la durée de vie des électrons et des trous. Ces durées de vie dépendent des concentrations suivant les relations empiriques [SIL.A 95]:

$$\tau_n = \frac{\tau_{no}}{1 + \frac{N}{N_{SRHn}}} \qquad \text{(IV 5)} \qquad \text{et} \qquad \tau_p = \frac{\tau_{po}}{1 + \frac{N}{N_{SRHp}}} \qquad \text{(IV 6)}$$

où N est la concentration totale des impuretés et N_{SRHn}, N_{SRHp}, τ_{no} et τ_{po} sont des constantes à spécifier.

La conséquence principale de l'IE est la réduction de la durée de vie des porteurs minoritaires qui entraine une augmentation de la tension de déchet (cf Chap II para 2.2.2.2). Certains auteurs [BUI.GJP 96] proposent de simuler les effets de l'irradiation par le réglage des paramètres τ_{no} et τ_{po} des équations IV 5 et IV 6. Cette approche peut donner des résultats satisfaisants mais ne reflète cependant pas la réalité des mecamismes physiques se produisant dans la structure.
Dans cette étude, nous considérons que la diminution de la durée de vie n'est que la conséquence de l'introduction de centres recombinants dans la structure. En effet la durée de vie effective des porteurs est la durée de vie moyenne associée aux centres recombinants introduits par irradiation et aux centres déjà existant, principalement les impuretés de dopage.

La couche épitaxiée N^- est, relativement, la couche la plus sensible aux effets induits par irradiation, or l'IE introduit dans cette couche des centres susceptibles de capter des électrons et par conséquent d'augmenter indirectement son niveau de dopage. En utilisant les équations IV 5 et IV 6, ceci se traduit par une diminution de la durée de vie. Nous avons donc supposé que l'ajout de charges négatives dans la structure permettait de modéliser les effets de l'IE sur les IGBTs en respectant au mieux la réalité physique des phénomènes qui se

produisent. La concentration effective utilisée pour la simulation sera donc prise comme la somme de la concentration de porteurs (ou d'impuretés) initiale et de la concentration de défauts introduits par l'irradiation.

L'étude précédente, bien que qualitative, montre que les paramètres simulés évoluent bien dans le sens des hypothèses avancées. En effet l'augmentation du niveau de dopage dans la couche épitaxiée N^- a pour conséquence de diminuer le temps de commutation de l'IGBT et d'augmenter sa tension de déchet [ELM.CL 95].

5. Simulation des effets dus à l'irradiation par électrons

5.1 Introduction de défauts dans la modélisation à l'aide d'ATLAS

Le simulateur ATLAS permet d'introduire des densités de défauts dans la structure simulée. Ces défauts sont définis par leur type n ou p, leurs niveaux d'énergie, leurs facteurs de dégénérescence (γ), leurs sections efficaces de capture (ou leurs durées de vie) et par leurs densités [SIL.A 95]. De leur introduction résulte une charge supplémentaire $\rho_t = q(p_t - n_t)$ ajoutant un terme à l'équation de Poisson.

avec : $n_t = \sum_{\alpha=1}^{k} n_t^{\alpha}$ et $p_t = \sum_{\beta=1}^{l} p_t^{\beta}$

où k est le nombre de défauts de type accepteur et l le nombre de défauts de type donneur.

$$n_t^{\alpha} = N_{td}^{\alpha} \frac{K_n^{\alpha} + G_p^{\alpha}}{G_p^{\alpha} + G_n^{\alpha} + K_p^{\alpha} + K_n^{\alpha}} \qquad \text{(IV 7)}$$

$$p_t^{\beta} = N_{td}^{\beta} \frac{K_p^{\beta} + G_n^{\beta}}{G_p^{\beta} + G_n^{\beta} + K_p^{\beta} + K_n^{\beta}} \qquad \text{(IV 8)}$$

$$K_p = \sigma_p V_p p, \qquad K_n = \sigma_n V_n n \qquad \text{(IV 9)}$$

$$G_p = \frac{1}{\gamma} \sigma_p V_p n_{ie} \exp\left(\frac{E_i - E_t}{kT}\right) \qquad \text{(IV 10)}$$

$$G_n = \gamma \sigma_n V_n n_{ie} \exp\left(\frac{E_{ti} - E_i}{kT}\right) \qquad \text{(IV 11)}$$

σ_n et σ_p sont les sections efficaces de capture.

Le terme de recombinaison R_{SRH} modifié est noté R avec:

$$R = \sum_{\alpha=1}^{k} R_\alpha + \sum_{\beta=1}^{l} R_\beta \qquad \text{(IV 12)}$$

où

$$R_{\alpha,\beta} = \frac{pn - n_i^2}{\tau_p\left[n + n_{ie}\gamma_{\alpha,\beta} \exp\left(\frac{E_t^{\alpha,\beta} - E_i}{kT}\right)\right] + \tau_n\left[p + n_{ie}\frac{1}{\gamma_{\alpha,\beta}} \exp\left(\frac{E_i - E_t^{\alpha,\beta}}{kT}\right)\right]} \qquad \text{(IV 13)}$$

Les durées de vies des électrons et des trous τ_n et τ_p sont reliées aux sections efficaces de capture σ_n et σ_p par:

$$\tau_n = \frac{1}{\sigma_n V_n N_t} \quad \text{et} \quad \tau_p = \frac{1}{\sigma_p V_p N_t} \qquad \text{(IV 14)}$$

5.2 Application à l'IGBT

5.2.1 Introduction

Pour simuler les effets de l'irradiation par électrons sur le fonctionnement de l'IGBT, le modèle de simulation de densité de défauts disponible dans ATLAS II a été utilisé [ELM.HLC]. Des défauts ayant les mêmes caractéristiques que ceux créés par IE ont été introduits dans toutes les couches de la structure IGBT. Les niveaux d'énergie et les sections efficaces de capture sont extraits de la littérature [BAL.K 77], [WER 58]. En effet l'IE provoque l'introduction dans le silicium d'un niveau accepteur à 0.27eV au-dessus de la bande de valence, dont les sections de capture sont égales à σ_n=8x10^{-13}cm^{-2} et σ_p=9.5x10^{-15} cm^{-2} respectivement pour les électrons et pour les trous, et d'un niveau donneur à 0.16 eV au-dessous de la bande de conduction avec σ_n= σ_p=2x10^{-15}cm^{-2}. Les densités de défaut correspondantes à chaque dose ont été déterminées par un processus itératif où les

caractéristiques simulées sont ajustées avec celles obtenues expérimentalement. La démarche suivie est la suivante:

D'abord les paramètres des modèles physiques choisis sont calibrés afin d'ajuster les caractéristiques simulées avec celles mesurées, pour l'IGBT non irradié, en statique et en dynamique. Ensuite les densités de défauts sont ajustées pour obtenir les mêmes caractéristiques statiques mesurées, que les IGBTs irradiés. Les caractéristiques dynamiques servent de critères de validation.

Une fois la méthode de simulation validée, les évolutions des deux paramètres les plus critiques dans le choix d'un IGBT, à savoir la tension de déchet (paramètre statique) et le temps de fermeture (paramètre dynamique), en fonction de la dose d'irradiation sont analysées. Cette procédure permet d'effectuer le choix de la dose donnant le meilleur compromis entre ces deux grandeurs variant de façon antagoniste et par conséquent d'optimiser les performances de l'IGBT.

Enfin la simulation a permis d'étudier les effets de l'irradiation sur le latchup et de donner des informations non accessibles expérimentalement par les moyens actuels. Le latchup étant un phénomène pouvant provoquer la destruction du composant. Une étude expérimentale est donc très délicate et coûteuse.

5.2.2 Calibrage

L'IGBT étudié est de la série IRGBC20S de chez International rectifier, dont les cellules sont de forme hexagonale. La symétrie cylindrique, option disponible dans ATLAS II, est utilisée afin de permettre une meilleure simulation. Les résultats de simulation correspondent donc à ceux d'une structure cylindrique d'axe de révolution x=0, ce qui permet d'avoir une simulation pseudo 3D pour une cellule unique de l'IGBT. Pour remonter aux grandeurs réelles de l'IGBT complet, il suffit de tenir compte d'un facteur multiplicatif égal au nombre de cellules constituant le composant (≅5500 dans notre cas).

Une fois le maillage de la structure effectué, une première analyse en statique est nécessaire afin de régler les principaux paramètres tels que: la tension de seuil du transistor MOSFET, la conductivité, la durée de vie des porteurs minoritaires, les temps de commutation et le gain en courant du transistor PNP etc..... Une confrontation systématique des résultats simulés avec ceux mesurés permet de valider ce premier calibrage.

Les listings des programmes définissant la structure de l'IGBT et les différentes simulations effectuées sont donnés en annexe I.

5.2.3 Etude statique

Comme on l'a vu au chapitre II, l'IE a pour effet d'augmenter la tension de déchet de l'IGBT. Nous définissons la tension de déchet ici comme la tension appliquée sur l'anode pour assurer un courant de 0.1A avec la grille polarisée à 8V. Elle sera donc le paramètre électrique test utilisé pour comparer les résultats de la simulation et des mesures effectuées en régime statique. Pour l'IGBT non irradié, la caractéristique $I_{AK}=f(V_{AK})$ a été préalablement ajustée pendant le calibrage des modèles physiques. De ce fait la tension de déchet simulée est la même que celle mesurée, soit 0.83V.

En conservant la même structure et les mêmes paramètres, nous avons introduit des densités de défauts avec les niveaux d'énergie et les sections efficaces de captures définis au paragraphe 5.2.1.

Après ajustement, une densité de défauts de $4x10^{13}cm^{-3}$ a été retenue pour simuler une dose de 1Mrad(Si). Les autres doses sont obtenues par extrapolation linéaire. Les caractéristiques $I_{AK}=f(V_{AK})$ mesurées et simulées sont données sur les figures IV 7-a et IV 7-b pour l'IGBT non irradié et pour les trois doses d'irradiation: 1 Mrad(Si), 4 Mrad(Si) et 8Mrad(Si). Les tensions de déchet mesurées et simulées sont données dans le tableau IV 1. Un parfait accord est obtenu pour les différentes doses.

	Non irradié	1 Mrad(Si)	4 Mrad(Si)	8 Mrad(Si)
Mesures	0.83	0.88	0.97	1.04
Simulation	0.83	0.875	0.96	1.04

Tableau IV 1: Tensions de déchet en Volts mesurées et simulées pour l'IGBT non irradié et pour trois doses d'irradiation.

Une série de simulation a été réalisée pour permettre de tracer la courbe complète donnant l'évolution de la tension de déchet en fonction de la dose d'irradiation (figure IV 8). Comme prévu, la tension de déchet augmente avec la dose, ce qui correspond donc à une dégradation. Une évolution presque linéaire est observée à partir de 2Mrad(Si). Des points correspondant aux résultats expérimentaux sont superposés à la courbe simulée.

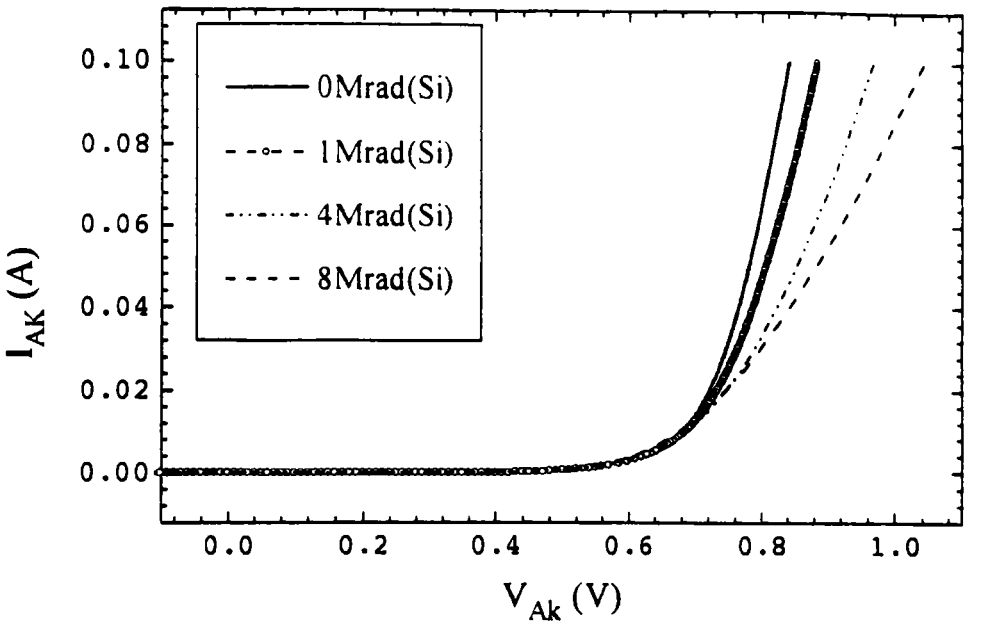


Figure IV 7-a: Caractéristiques IAK=f(VAK) mesurées pour l'IGBT non irradié et pour 3 doses d'irradiations.

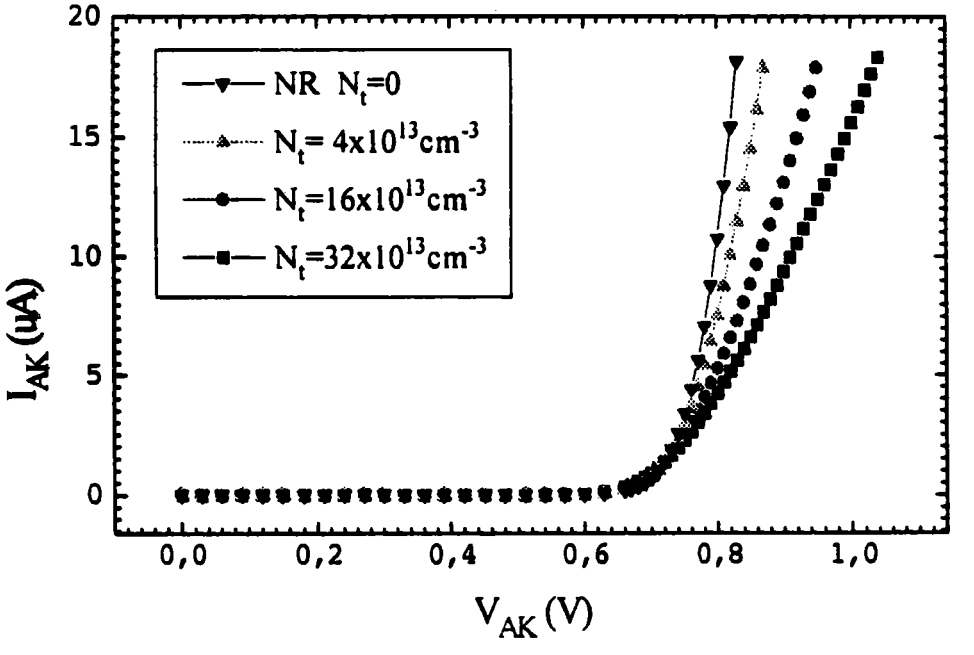


Figure IV 7-b: Caractéristiques IAK=f(VAK) simulées pour l'IGBT non irradié et pour 3 doses d'irradiations.

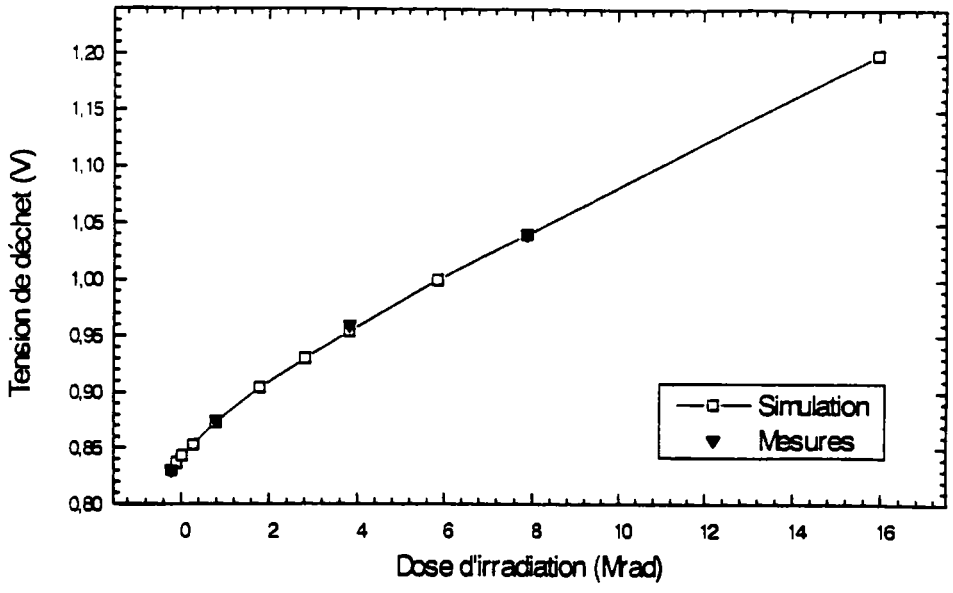


Fig IV 8: Variation de la tension de déchet de l'IGBT, simulée et mesurée, en fonction de la dose d'irradiation

5.2.4 Etude dynamique

Le module d'ATLAS II utilisé est le simulateur de dispositif PISCES. Celui-ci ne permet pas d'étudier le comportement du composant dans un circuit électrique complexe. Seules des résistances, des capacités et/ou des inductances peuvent être ajoutées au niveau des électrodes. Il ne nous a donc pas été possible de réaliser le même circuit que celui utilisé pour les mesures expérimentales des temps de commutation (Chap. II para. 3.2.4). Néanmoins, les tensions de polarisation ont été choisies pour avoir un courant commuté voisin de celui imposé pendant les mesures (I_{AK}=4A). Le temps de commutation dépend du courant commuté (Chap. II para. 2.2.2). Il est nécessaire d'avoir les mêmes conditions en mesure et en simulation.

La réponse du courant à une impulsion de tension de grille (0/15V) simulée pour les différentes doses d'irradiation est donnée figure IV 9. Les valeurs des durées de vie (τ) et des temps de fermeture (t_f) mesurées et simulées sont données dans le tableau IV 2. Le temps de fermeture est le temps nécessaire pour que le courant passe de 90% de sa valeur continue

avant la fermeture à 10% de celle-ci. La durée de vie est obtenue à partir de la traînée (Chap I para. 5.2).

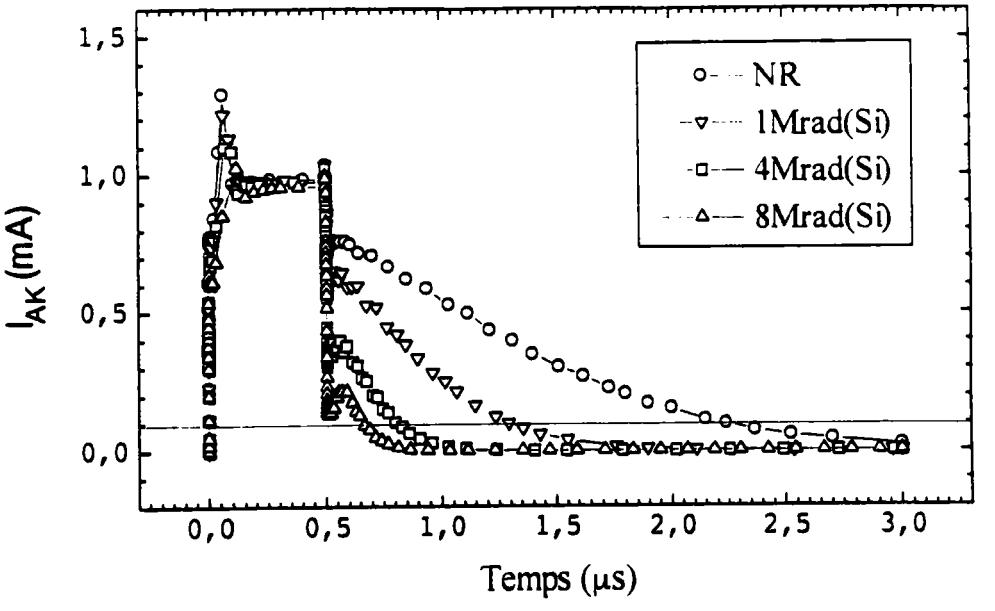


Figure IV 9: Réponse du courant à une impulsion de tension de grille pour les 3 doses d'irradiation et pour l'IGBT non irradié

	Temps de fermeture t_f (ns)		Durée de vie (ns)	
	Mesures	Simulation	Mesures	Simulation
Non irradié	1750	1740	900	825
1 Mrad(Si)	820	800	412	380
4 Mrad(Si)	260	312	170	149
8 Mrad(Si)	140	160	X	79

Tableau IV 2: Temps de fermeture et durées de vie des porteurs minoritaires obtenus par mesures et par simulation.

Les évolutions de t_f et de τ en fonction de la dose obtenues pour une série de simulation sont données dans la figure IV 10. Un début de saturation est observé pour les fortes doses ($\geq$ 5 Mrad(Si)). Pour les faibles doses on observe une décroissance synonyme d'une amélioration de la vitesse de commutation de l'IGBT. La dose optimum est donc à chercher aux environs de 5 Mrad(Si).

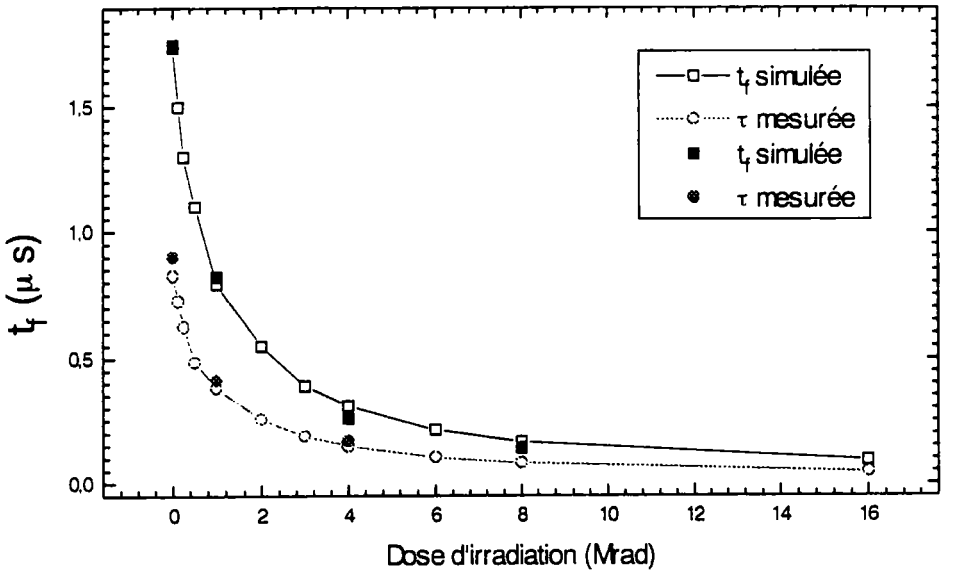


Figure IV 10: Evolution du temps de fermeture en fonction de la dose d'irradiation.

Afin de vérifier la validité de la relation empirique $\frac{1}{\tau_f} = \frac{1}{\tau_i} + K \cdot \Phi$, une représentation en échelle logarithmique de t_f en fonction de la dose est donnée sur la figure IV 11. Les résultats obtenus par simulation, par mesures, et en utilisant la relation théorique sont en parfait accord. Le facteur de dégradation K_{tf} relatif au temps de fermeture obtenu est de $1.72 \times 10^{-8} cm^2/s$. Cette valeur est en conformité avec celles données dans la littérature [CAR.SA 77][ROB 87]. Pour la durée de vie τ, ce facteur K_τ est obtenu égal à 3.2×10^{-8} cm^2/s. K_{tf} et K_τ ne sont pas obligatoirement les mêmes [CAR.SA 77].

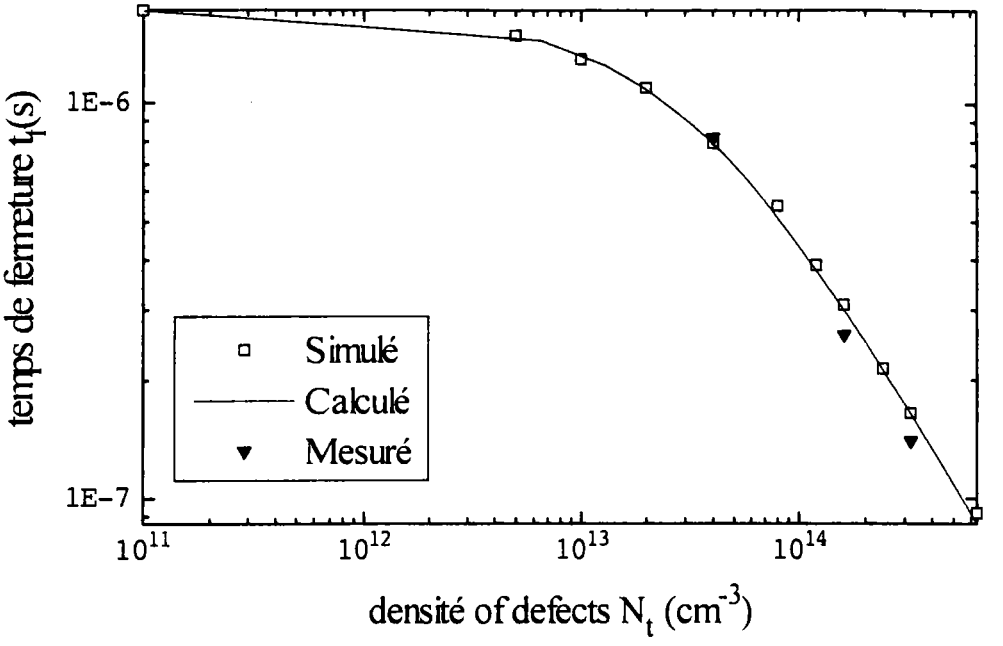


Figure IV 11: Temps de fermeture en fonction de la dose obtenus par mesures, par simulation et en utilisant la relation $\frac{1}{\tau_f} = \frac{1}{\tau_i} + K \cdot \Phi$.

L'optimisation des performances de l'IGBT par irradiation aux électrons se fait par le choix de la dose qui permet le meilleur compromis entre le temps de commutation et la tension de déchet. Ce compromis étant bien entendu fonction de l'application envisagée. La méthode de simulation proposée, qui à partir d'une dose d'irradiation donnée peut prévoir les paramètres électriques du composant, permettra donc de faciliter le choix de la dose optimum. Cette simulation se présente comme un outil économique en terme de temps et de coûts car les tests expérimentaux font appel à des irradiations.

Pour rendre l'optimisation plus aisée, nous avons tracé, pour une série de doses simulées, la courbe donnant l'évolution du temps de fermeture en fonction de la tension de déchet (figure IV 12). Pour des applications mettant en jeu des hautes fréquences il faudra privilégier le temps de fermeture, par contre pour celles mettant en jeu des hautes tensions et des basses fréquences c'est la valeur de la tension de déchet qui sera privilégiée. Le choix du point optimum pourra être effectué sur cette courbe.

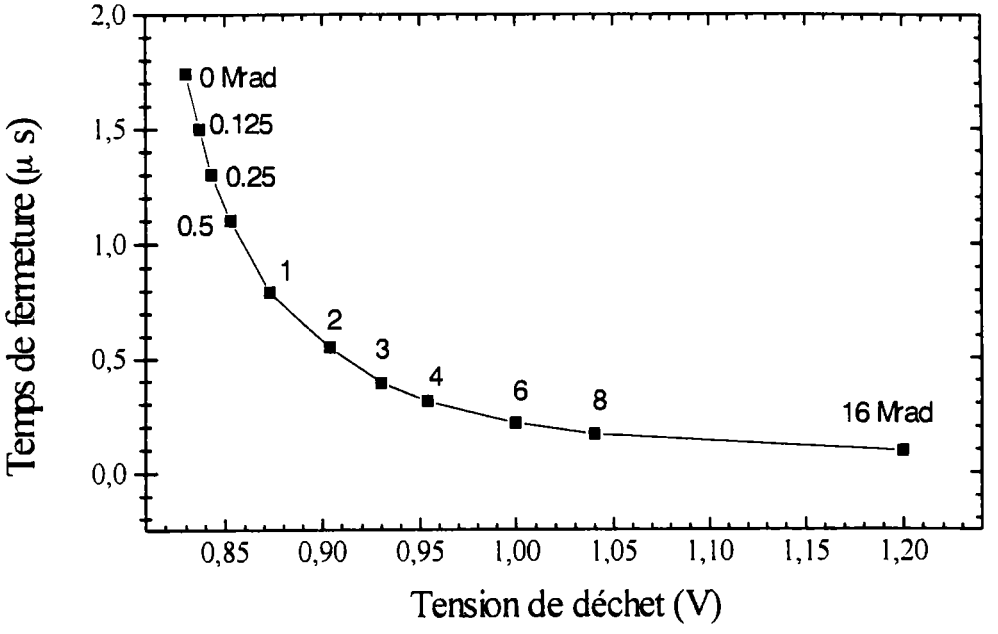


Figure IV 12: Variation du temps de fermeture en fonction de la tension de déchet pour différentes doses d'irradiation.

5.2.5 Tenue de l'IGBT au latchup

Le déclenchement du latchup a lieu quand le transistor parasite NPN est polarisé en direct, soit $R_p I_c \geq V_{bc}(NPN)$, où I_c est le courant collecteur du transistor PNP. En utilisant le gain en courant β et le courant total de l'IGBT, $I_{AK}=I_b+I_c$, la condition du déclenchement du latchup devient:

$$I_{AK} \geq (1+\frac{1}{\beta})\frac{R_p}{V_{be}} \qquad \text{(IV 15)}$$

L'IE augmente la vitesse de recombinaison des porteurs minoritaires dans la couche N^-. Elle réduit donc l'amplitude de la traînée (fig. IV 9) et par conséquent réduit le gain β [HEF.BG 86]. β s'obtient à partir de la forme d'onde du courant I_{AK} en fermeture (Chap. I para. 5.2). La variation de l'inverse de β en fonction de la dose d'irradiation obtenue pour une série de simulations est donnée figure IV 13. Une étude faite par C. J. Dale et al. [DAL.MBS 88] sur des transistors bipolaires soumis à des doses d'irradiation aux électrons d'une énergie allant de 4 à 53 MeV a montrée que le gain en courant d'un transistor irradié

peut s'écrire en fonction de la dose ou de la fluence d'irradiation ϕ, du gain initial β_0 et d'un facteur multiplicatif déterminé experimentalement K. Cette relation est vérifiée expérimentalement pour des fluences allant de 1 à $4x10^{13}cm^{-2}$ (4.1MeV).

$$\frac{1}{\beta(\phi)} = \frac{1}{\beta_o} + K\phi \qquad \text{(IV 16)}$$

L'évolution de β en fonction de la dose obtenue ici par simulation est conforme aux résultats obtenus par Dale et al.

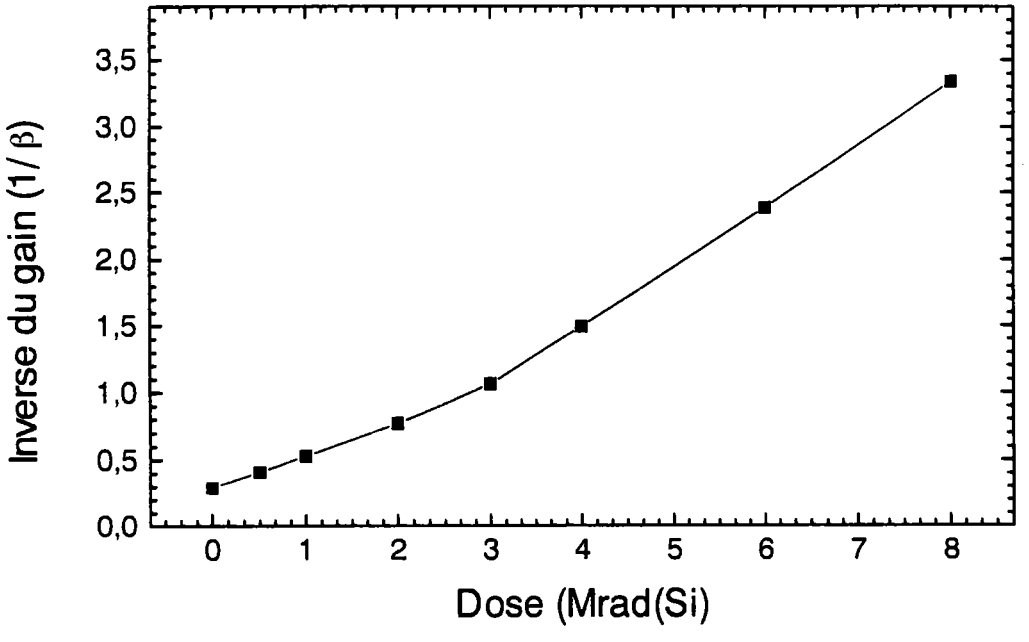


Figure IV 13: Variation de l'inverse du gain en courant β en fonction de la dose d'irradiation aux électrons obtenue par simulation

D'autre part l'IE augmente la résistance R_p par l'introduction de défauts dans la couche P^+ [MES.AR 86]. La séparation des effets antagonistes de ces deux paramètres (R_p et β) n'étant pas possible, une étude analytique de la variation du courant latchup en fonction de la dose ne peut donc pas se faire. La simulation numérique 2D constitue un moyen efficace pour déterminer quantitativement l'évolution du latchup avec la dose d'irradiation [ELM.HC 96], [ELM.HC 97] et pour localiser les zones sensibles dans la structure provoquant le déclenchement.

Les caractéristiques I-V montrant le début du déclenchement du latchup pour différentes doses sont données figure IV 14. La saturation observée pour les fortes doses fait suite à une amélioration de la tenue de la structure au latchup. Cette tenue atteint sa valeur optimum lorsque la dose atteint 6Mrad(Si).

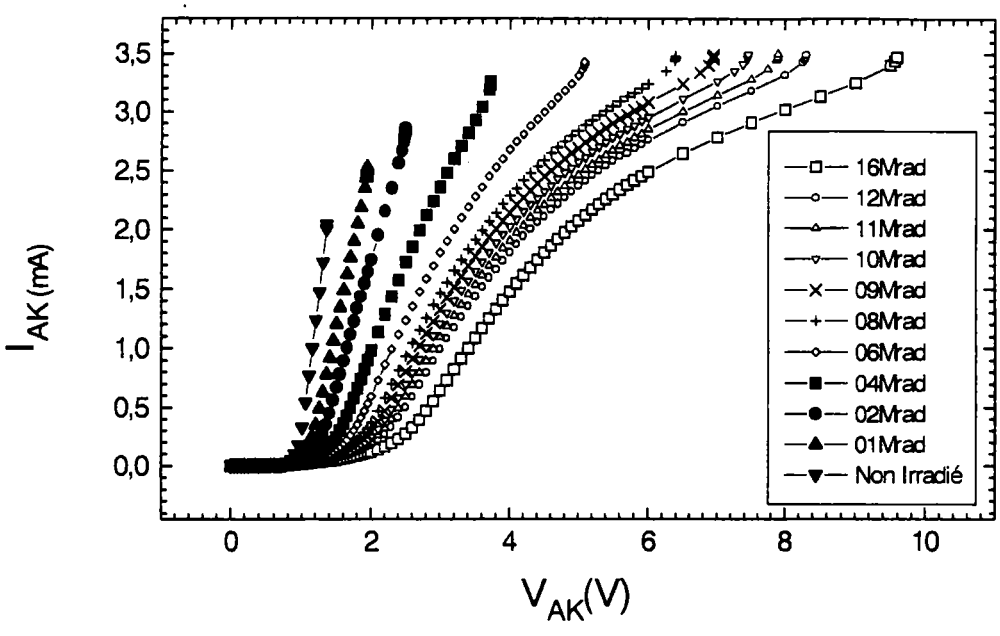
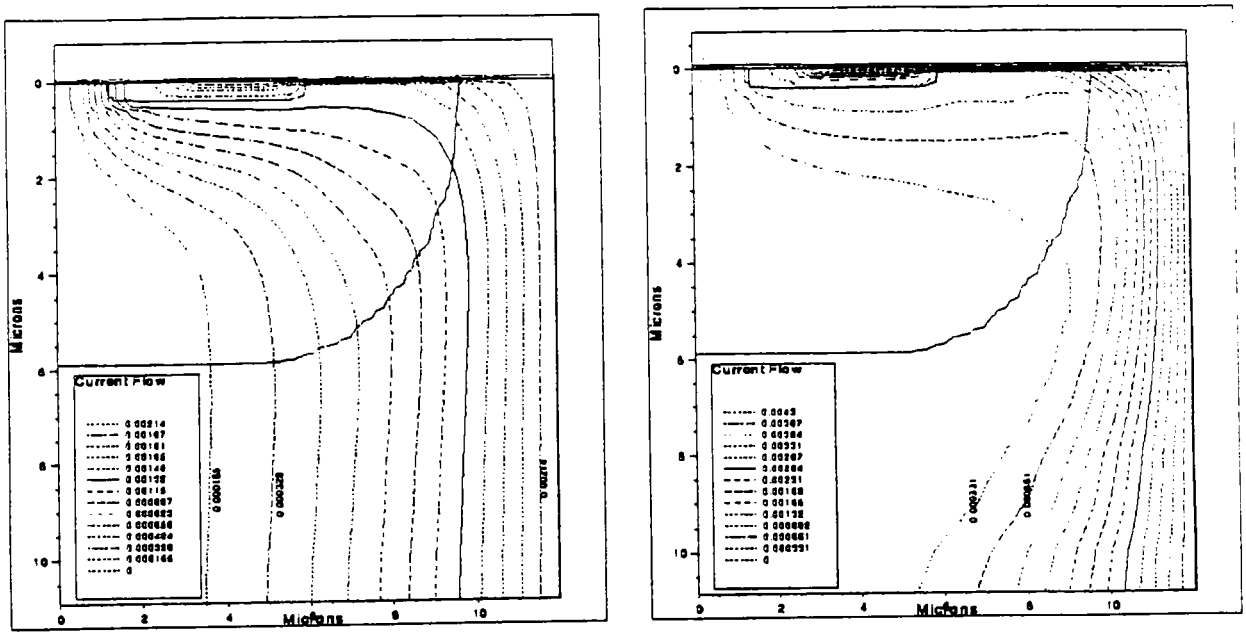


Figure IV 14: Caractéristiques I-V obtenues par simulation et limitées par le latchup pour l'IGBT non irradié et des IGBTs soumis à différentes doses.

Afin de pouvoir localiser l'endroit où le déclenchement va se produire dans la structure IGBT, le flux de courant en 2D est représenté juste avant le déclenchement du latchup (fig. IV 15-a avant irradiation et fig.IV 15-b après irradiation) et au début de celui-ci (fig. IV 16-a avant irradiation et fig. IV 16-b après irradiation). Pour cette exemple, la dose d'irradiation étudiée est de 8Mrad(Si).

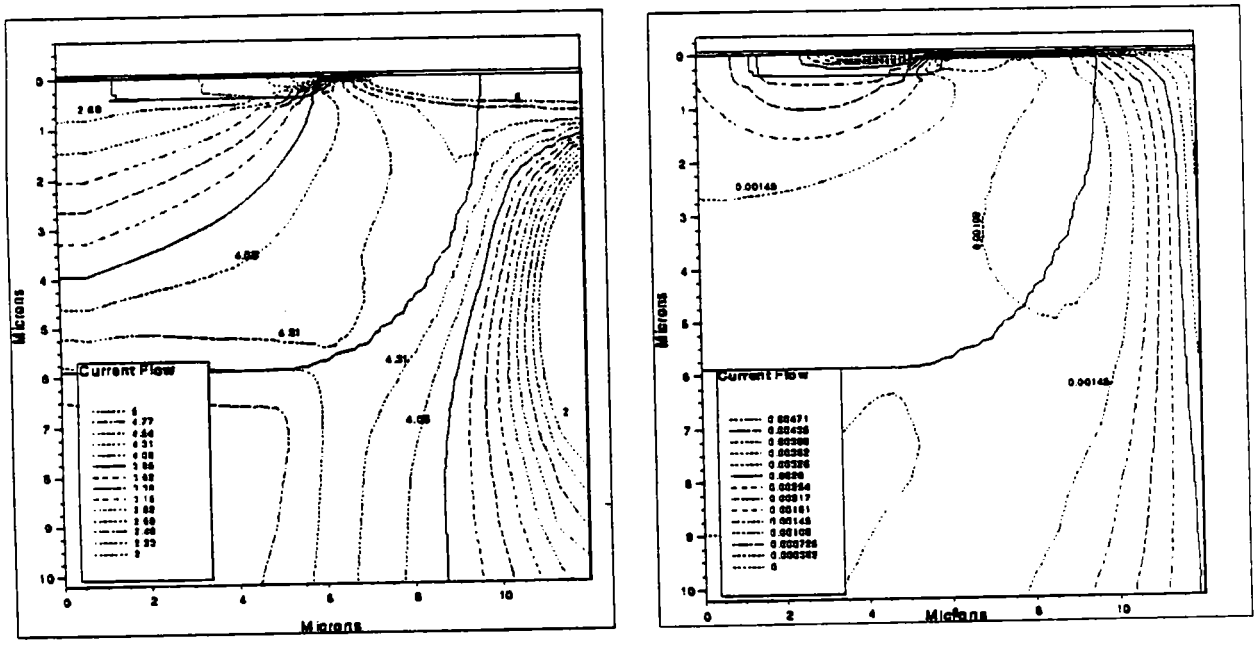
Les lignes de courant des figures IV 15-a et IV 15-b sont obtenues pour une polarisation des IGBTs les situant à la limite de l'apparition du latchup. Ces lignes correspondent donc au chemin naturellement emprunté par le courant dans le cas d'un fonctionnement normal. Une partie du courant (I_b) passe par le canal se formant en surface de la zone P sous la grille. L'autre partie (Ic) circule directement entre l'anode et la cathode. Nous remarquons que pour l'IGBT irradié la proportion du courant passant par le canal est

plus importante comparée à celle de l'IGBT non irradié. Ceci illustre bien la diminution du gain β en fonction de la dose.



(a) IGBT non irradié (b) IGBT irradié à 8Mrad(Si)

Figure IV 15: Flux de courant montrant le chemin naturel du courant dans l'IGBT avant le déclenchement du latchup



(a) IGBT non irradié (b) IGBT irradié à 8Mrad(Si)

Figure 16: Flux de courant obtenu par simulation après le déclenchement du latchup.

Le flux de courant après le déclenchement du latchup qui pour l'IGBT non irradié, présente une zone de surintensité (SI) en courant apparaît dans la structure le long de la jonction PN^-. Cette zone correspond à la mise en conduction du transistor NPN et à l'injection d'électrons dans sa base. Le rapport des densités de courant, aux environs de la jonction PN^-, après et avant le latchup, est d'un facteur 2500. Ce facteur n'est que de 5 pour l'IGBT irradié.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents logiciels utilisés pour réussir la simulation électrique à partir de la structure physique du composant étudié. L'aspect apprentissage est relativement développé. Il représente une étape incontournable pour le développement d'applications. Une synthèse de ce travail consistant à donner la méthodologie utilisée pour mener à bien une simulation depuis la réalisation de la structure jusqu'à l'obtention des caractéristiques électriques a été également détaillée.

Par la suite une méthode permettant de simuler les effets de l'irradiation aux électrons sur le fonctionnement de l'IGBT a été proposée. Une confrontation de ses résultats avec ceux obtenus par mesures expérimentales en statique et en dynamique, sur une série d'IGBT irradiés à différentes doses, a permis la validation de la méthode. Celle-ci consiste à introduire des densités de défauts dans toutes les couches de la structure de l'IGBT. Ces défauts ont les mêmes caractéristiques, sections efficaces de capture et niveau d'énergie dans le gap, que ceux introduits réellement par l'irradiation.

Une fois cette méthode validée, son utilisation a été étendue à l'étude de l'évolution du courant de latchup en fonction de la dose d'irradiation, le déclenchement du latchup pouvant provoquer la destruction du composant. La méthode proposée permet donc de minimiser le nombre de cycles fabrication-irradiation-test et ainsi d'économiser les coûts d'étude et de caractérisation relatifs à l'irradiation.

Bibliographie

[BAL.K 77] 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.

[BUI.GJP 96] J. Buisson, R. Gaillard, J-C. Jaurguy, and G. Poirault "Displacement effects Induced by Energy Protons in Semiconductor Electronic Devices." RADECS 1996.

[CAR.SA 77] R. O. Carlson Y. S. Sun and H. B. Assalit "Lifetime Control in Silicon Power Devices by Electron or Gamma Irradiation", IEEE Trans. on Electron Devices, Vol. ED-24, No.8 August 1977.

[CHA.EL 93] J-P Charles, O. Elmazria et B. Lepley "Etude du fonctionnement des IGBTs", Troisièmes Journées Pédagogiques du CNFM, Saint-Malo, Nov 1994.

[DAL.MBS 88] C. J. Dale, P. W. Marshall, E. A. Burke, G. P. Summers , and A. Wolicki "High Energy Electron induced Displacement Damage in Silicon", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 35 No. 6; pp 1208-1214, 1988.

[ELM.CL 95] O. Elmazria, J-P Charles, and B. Lepley "Simulation of Irradiation Effects in IGBTs with ATLAS", Simulation Standard for Process and device Enginneers, Silvaco International; Vol. 6; n° 2, Feb 1995.

[ELM.HC 96] O. Elmazria, A. Hoffmann et J-P Charles "Simulation des Effets d'Irradiation par Electrons sur les Preformances de l'IGBT" Journées Nationales d'Etude de l'Association RADECS, Nîmes 1996.

[ELM.HC 97]] O. Elmazria, A. Hoffmann et J-P Charles " Simulation des Effets de l'Irradiation sur la Tenue de l'IGBT au Latchup" Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE), à paraître en janvier 1997.

[ELM.HLC] O. Elmazria, A. Hoffmann, B. Lepley, J-P Charles and L. Adams"Simulation of Electrons Irradiation Damages to Optimize the Performance of IGBT" soumis à IEEE Trans. on Nuclear Science, révisé en Sept 1996.

[HEF.BG 86] A. R. Hefner and D. L. Blackburn, and K. F. Galloway " The Effect of Neutrons on the Characteristics of the IGBT", IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. NS-33, No. 6, pp 1428-1434, Dec 1986.

[HOL.A 94] A. Holmes-Siedle and L. Adam's "Handbook of Radiation Effects", Oxford Science Publications, 1994.

[MES.A 86] G. C. Messenger, M. S. Ash "The Effects of Radiation on Electronic Systems", New York: Van Nostrand Reinholds Company Inc, 1986.

[PIN.RD 84] M. R. Pinto, C. S. Rafferty, and R. W. Dutton "PISCES II, User's Manual". The Board of Trustees of the Leland Stanford Junior University, Copyright 1984.

[ROB 87] P. Robinson et al. "Packaging, Testing, and Hardness Assurance", IEEE Nuclaer and Space Radiation Effects Conference Short Course, Colorado, July 1987.

[SIL.A 95] SILVACO International, ATLAS II, 2D Device Simulation Framework, User Manual, Santa Clara, July 1995.

[WER 58] G. K. Wertheim "Electron-Bombardment Domage in Silicon" Physical Review, Vol 110, No 6, pp 1272-1279, 1958.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons d'abord présenté la structure et le processus de fabrication de l'IGBT. A partir de cette structure nous avons déduit le circuit équivalent dont les éléments principaux sont un transistor bipolaire et un transistor MOSFET. C'est en combinant les expressions théoriques régissant ces deux transistors que nous avons mis en évidence les équations théoriques de l'IGBT, en particulier l'évolution du courant principal entre anode et cathode I_{AK} en fonction des tensions appliquées sur l'anode et sur la grille par rapport à la tension cathode.

Nous avons ensuite présenté l'évolution du courant en régime transitoire (commutation) en nous attachant principalement à la forme d'onde à la fermeture et aux temps la régissant. Cette caractéristique présente deux parties distinctes qui permettent de déterminer des paramètres physiques tels que le gain en courant β du transistor bipolaire composant l'IGBT et la durée de vie des porteurs minoritaires dans la couche épitaxiée N^-.

L'IGBT étant un composant fonctionnant dans des conditions limites, nous avons présenté les problèmes pouvant intervenir comme le déclenchement du courant de latchup et la tension de claquage. Le latchup pouvant entraîner la destruction du composant, nous avons présenté un montage de mesure sécurisé pouvant servir à la détermination du courant de latchup. Enfin nous présentons les deux types de claquage pouvant se produire dans le cas de l'IGBT: par avalanche ou par extension de la zone de charge d'espace.

C'est l'ensemble de ces paramètres que nous nous sommes attachés à suivre lors des différents types d'irradiations.

Les irradiations ionisantes (γ) ont permis de montrer des évolutions de la tension de seuil variant de -0.81 V pour une dose d'irradiation de 20 krad(Si) à +0.6 V pour une dose de 2Mrad(Si). Cette évolution divergente a été expliquée à partir des rôles opposés joués par les charges piégées à l'interface et dans l'oxyde de grille.

Nous avons développé une méthode de séparation de ces charges pour l'IGBT. Elle a permis de déterminer une variation de charge dans l'oxyde de 3.5 10^{11} cm^{-2} pour une dose de 20 krad(Si) et de 1.6 10^{12} cm^{-2} pour une dose de 2 Mrad(Si).

Cette méthode nous a obligés à mettre au point des mesures C(V) afin de déterminer des paramètres manquants tels que la capacité d'oxyde et les niveaux de dopage. Deux niveaux de dopages ont été mesurés pour la zone P valant 2.5 10^{16} cm^{-3} en surface et 1 10^{17} cm^{-3} en volume. Le fort niveau de dopage en volume est là pour empêcher le déclenchement du courant de latch-up.

Nous avons montré en étudiant une jonction en volume d'un IGBT (N^-P^+) qu'elle n'était pas affectée par les irradiations γ. Seule la résistance série augmentait mais son évolution a été montrée comme étant due à l'influence des charges piégées dans les oxydes (de grille et de passivation).

Le composant MOSFET constituant l'IGBT est la partie la plus sensible face aux irradiations ionisantes. En effet nous avons pu constater une diminution de la transconductance quatre fois plus importante pour une dose de 2 Mrad(Si) que pour une dose de 20 krad(Si).

Lors de l'irradiation par électrons (de 4 MeV pour des doses de 1,4 et 8 Mrad(Si)) nous avons observé une apparition de courants de fuites d'autant plus importants que la dose augmente. Ces courants sont légèrement diminués après un recuit de 10mn à 300°C.

La tension de claquage diminue de plus de 100 V entre le composant irradié à 8 Mrad(Si) et le non irradié. Le phénomène mis-en-jeu semble être celui de l'avalanche si on suppose que l'IE crée des défauts dans le volume.

Le temps de fermeture de l'IGBT passe de 1750 ns pour le non irradié à 140 ns pour la dose de 8 Mrad(Si).

Cependant l'IE crée des défauts dans toute la structure et affecte notamment les paramètres du MOSFET (transconductance, tension de seuil). Pour pouvoir récupérer les valeurs initiales

de ces paramètres un recuit de 10 mn à 300°C a été effectué. Le temps de fermeture a été légèrement augmenté suite à cette opération.

La caractérisation expérimentale étant effectuée nous nous sommes attachés à créer un modèle pouvant tenir compte de l'ensemble des paramètres précités.

Après avoir présenté un modèle analytique de l'IGBT et incorporé ce modèle dans le simulateur SPICE, les résultats obtenus ont été comparés à ceux de l'expérience. La complexité des équations rend ce modèle difficile à utiliser. De plus il ne prend pas en compte les limites de déclenchement du latch-up, les tensions de claquages, etc... . Pour remédier à ces problèmes un sub-circuit basé sur le schéma équivalent de l'IGBT a été développé. Nous avons ensuite présenté la méthode pour ajuster les différents paramètres du modèle afin qu'ils coïncident avec ceux obtenus par mesures. Pour confirmer le sub-circuit deux IGBT de séries différentes, IRGBC20S et IRGBC40F, ayant des temps de commutation et des puissances différents, ont été simulés.

Afin de simuler les effets induits par irradiation par électrons nous avons utilisé le logiciel PISCES. Après avoir présenté ce simulateur, l'IGBT a été construit en tenant compte des différents résultats obtenus par mesure.

La tension de seuil est un paramètre extrêmement sensible au niveau de dopage dans le canal et au nombre de charges piégées à l'interface oxyde-semiconducteur. Le gain du transistor bipolaire PNP, β, dépend particulièrement du type de génération-recombinaison mis en jeu. Nous avons utilisé le modèle de Shockley-Read-Hall.

Pour simuler les effets de l'IE, des centres recombinants ont été introduits dans les différentes couches de la structure. Ces centres sont définis par leur niveau d'énergie dans le gap, leurs sections efficaces de capture, leur type et leur densité. Leur introduction dans la zone N^- (zone la plus sensible) diminue la durée de vie des porteurs minoritaires dans la base ce qui améliore les performances de l'IGBT en commutation mais dégrade sa tension de déchet. Ce résultat s'est trouvé confirmé par les mesures.

Un effet de saturation sur le temps de fermeture et l'augmentation de la tension de déchet avec la dose oblige à un compromis consistant à choisir la dose permettant d'optimiser, suivant l'application envisagée, les différents paramètres de l'IGBT affectés par l'IE. La simulation proposée permet de rendre plus pratique cette optimisation.

De plus cette simulation nous a permis d'étudier le niveau de déclenchement du latch-up avec la dose. L'IE, augmentant le nombre de porteurs minoritaires dans la base, le gain β du transistor diminue et la résistance Rp de la zone P augmente. Les évolutions de ces deux paramètres ont une influence antagoniste sur le déclenchement du latch-up. La simulation montre que le courant de déclenchement du latch-up augmente avec la dose et tend vers une valeur de saturation au-delà de 6 Mrad(Si). L'IE améliore donc la tenue au latch-up.

La méthode de simulation proposée permettra de prévoir l'évolution des différents paramètres de l'IGBT suite à une dose d'irradiation par électrons donnée et ainsi de réaliser des économies en temps et en coût sur les tests relatifs à l'irradiation. Une extension de cette simulation à d'autres types d'irradiation (protons ou neutrons) et à d'autres types de composants est envisagée et fera l'objet d'un travail futur.

Le travail présenté dans cette thèse a fait l'objet des publications suivantes:

"Simulation of radiation effect in IGBT"
O. Elmazria, J-P. Charles & B. Lepley
Simulation Standard, Silvaco International, Feb 1995.

"Characterization Methode for Ionizing Radiation Degradation in Power MOSFETs"
M. Bardonnie, A. Maouad & P. Mialhe
O. Elmazria, A. Hoffmann & J-P. Charles
IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 42, No. 6, Dec 1995.

"Simulation des effets d'irradiation par electrons sur l'IGBT dans le but d'optimiser ses performances"
O. Elmazria & J-P Charles
Récents Progrès en Génie des Procédés, Vol 10, pp141-146,1996.

"Optimisation du temps de commutation des IGBTs "
O. Elmazria, J-P. Charles & A. Hoffmann
Flux N° 173, pp 41-45, Fev 1996.

Certains articles sont actuellement en cours de publications:

"Simulation of Electrons Irradiation Damages to Optimize the Performance of IGBT"
O. Elmazria, A. Hoffmann, B. Lepley, J-P Charles & L. Adams
IEEE trans. on Nuclear Science. Expected to appear in vol. 44, No 1, Feb 1997

"Simulation des effets d'irradiation sur la tenue de l'IGBT au latchup"
O. Elmazria, A. Hoffmann & J-P Charles
Revue de l'Electricité et de l'Electronique (REE). Parution prévue pour Avril 1997.

"Interest of Cylindrical Symmetry for the Simulation of IGBT Hexagonal structure "
O. Elmazria, A. Hoffmann & J-P Charles
Simulation Standard, Silvaco International, 1997

Des présentations ont été faites à des congrès nationaux et internationaux avec comité de lecture:

"Etude du fonctionnement des IGBTs "
J-P Charles, O. Elmazria & B. Lepley
Troisièmes Journées Pédagogiques du CNFM, Saint-Malo, Nov 1994.

"New C-V measurements for traps oxide characterisation in VDMOS structure"
O. Elmazria, A. Hoffmann, A. Maouad, B. Lepley & J-P. Charles
French-Italain Symposium Structure and defects in SiO_2 Fundamentals and Applications, Agelone, Sept 1996.

" Simulation des effets d'irradiation par électrons sur les performances de l'IGBT",
O. Elmazria, A. Hoffmann & J-P Charles
Journées RADECS 96, Nimes, Sept 1996.

"Nouvelle Méthode de Détermination de Dopage dans le Canal d'un Composant de Puissance"
A.Maouad, A. Khoury, O. Elmazria, A. Haddi, A. Hoffman & J-P. Charles
Premier Colloque Franco-Libanais sur les Sciences de Matériaux, Oct 1996.

"Etude par Simulation de l'Influence du Profil de Dopage du Canal sur les Caracteristiques Electriques d'un MOSFET"
E. Blampain, O. Elmazria, A. Hoffmann, B. Lepley & J-P Charles4
4ème Journées pédagogiques du CNFM, St Malo, Déc 1996.

Annexe I

Description des programmes de simulation

```
##########################################################################

#                    Construction de la maille IGBT

##########################################################################

go atlas2

TITLE : DEFINITION DE LA STRUCTURE IGBT

# MAILLAGE
mesh   cylindrical  nx=25 ny=49 diag.flip outf=meshigbt_1.str
x.m     n=1  l=0.0   r=1.00
x.m     n=13 l=6.0   r=0.95
x.m     n=25 l=12.0  r=1.05
y.m     n=1  l=-0.08 r=1.0
y.m     n=3  l=0.0   r=1.0
y.m     n=9  l=0.6   r=1.0
y.m     n=25 l=8.0   r=1.05
y.m     n=27 l=10.0  r=1.0
y.m     n=32 l=20.0  r=1.05
y.m     n=41 l=40.0  r=1.10
y.m     n=45 l=48.0  r=0.95
y.m     n=49 l=60.0 r=0.95

# REGIONS
region   num=1 y.max=0.0   oxide
region   num=2 y.min=0.0  silicon

#  ELECTRODES #1 - gate;  #2 - cathode   #3 - anode
elec     num=1 right  y.min=-0.08        length=6.50
elec     num=2 left   y.min=0.0  y.max=0.0 length=3.40
elec     num=3 bottom

#  PROFILES DE DOPAGE
doping    uniform conc=1.5e14 n.type    outf=dop10
doping    uniform conc=1.0e19 p.type    y.t=48.4 y.b=60
doping    uniform conc=1.0e18 n.type    y.t=40.0 y.b=48.4
doping    gauss conc=1.45e17 p.type junc=5.8 x.r=5.0 x.l=0  ratio=0.8
doping    gauss conc=9.3e19 n.type junc=0.4 x.r=5.5 x.l=2 ratio=0.8

##########################################################################################
```

La structure réalisée "meshigbt_1.str" sera remaillée à l'aide de l'outil de maillage automatique "MESHBUILD" disponible dans DevEdit. La structure ainsi obtenue est alors sauvegardée sous le nom "meshigbt_2.str" pour servir de fichier d'entrée pour le simulateur de dispositifs ATLAS.

```
##############################################################################################

#                    Simulation des caractéristiques statiques I-V

##############################################################################################

go atlas2

TITLE: IGBT IAK/VAGK  Extraction

# Chargement de la structure IGBT prédefinie et choix de la symétrie cylindrique
mesh    inf=meshigbt_2.str master.in cylindrical

# Définition des modèles utilises
models   analytic srh auger fldmob surfmob  consrh
mater    region=2 taup0=4e-5 taun0=4e-5

# Choix des algorithmes de calcul
symb    newton carrier=2
method  autonr trap

# Définition des densités de pièges pour la simulation des effets d'irradiation
trap    acceptor e.level=0.27  density=4e13  sign=8e-13 sigp=9.5e-15 degen=1
trap    donor e.level=0.16 density=4e13  sign=2e-15 sigp=2e-15 degen=1

# Définition du contact grille et des charges d'interface
contact name=gate n.polysilicon
interf  qf=3E10


## CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT Iak-Vgk

# Initialisation de VGK
solve  init
solve  v3=0.1
solve  v3=0.7  outf=va07
solve  v3=3
solve  v3=5     outf=va5

# Régime linéaire

load   inf=va07

# Définition du fichier de sauvegarde de données 'iavg07.log'
log    outf=iavg07.log  master

# Résolution
solve  v1=0.0 vstep=0.2 vfinal=4 name=gate
solve  vstep=0.05 vfinal=6 name=gate
solve  vstep=0.2 vfinal=10 name=gate

#Régime de saturation

load   inf=va5

# Définition du fichier de sauvegarde de données 'iavg5.log'
log    outf=iavg5.log  master

# Résolution
solve  v1=0.0 vstep=0.2 vfinal=4 name=gate
solve  vstep=0.05 vfinal=8 name=gate
```

Deux caractéristiques de transfert sont alors simulées. une en régime lohmique pour Vak=0.7V et une en régime de saturetion pour Vak=5V.

```
##############################################################################
```

CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT Iak-Vak

```
# Initialisation de VAK
solve  init
solve  v1=0.1
solve  v1=0.5
solve  v1=3
solve  v1=5     outf=vg5
solve  v1=5     outf=vg6
solve  v1=5     outf=vg7
solve  v1=5     outf=vg8

load  inf=vg5
log   outf=iava5.log  master
solve  v3=0.0 vstep=0.05 vfinal=2 name=anode
solve  vstep=0.1 vfinal=6 name=anode

load  inf=vg6
log   outf=iava6.log  master
solve  v3=0.0 vstep=0.05 vfinal=2 name=anode
solve  vstep=0.1 vfinal=6 name=anode

load  inf=vg7
log   outf=iava7.log  master
solve  v3=0.0 vstep=0.05 vfinal=2 name=anode
solve  vstep=0.1 vfinal=6 name=anode

load  inf=vg8
log   outf=iava8.log  master
solve  v3=0.0 vstep=0.05 vfinal=2 name=anode
solve  vstep=0.1 vfinal=6 name=anode
```

Quatre caractéristiques sont simulées pour Vgk égale à 5V, 6V, 7V et 8V.

```
##############################################################################
```

Etude en commutation

```
##############################################################################

# Chargement de la structure IGBT prédefinie et choix de la symétrie cylindrique
mesh    inf=meshigbt_2.str master.in cylindrical

# Définition des modèles utilisés
models   analytic srh auger fldmob surfmob  consrh
mater    region=2 taup0=4e-5 taun0=4e-5

# Choix des algorithmes de calcul
symb    newton carrier=2
method  autonr trap

# Définition des densités de pièges pour la simulation des effets d'irradiation
trap    acceptor e.level=0.27  density=4e13  sign=8e-13 sigp=9.5e-15 degen=1
trap    donor e.level=0.16 density=4e13  sign=2e-15 sigp=2e-15 degen=1
```

```
# Définition du contact grille et des charges d'interface
contact name=gate n.polysilicon
interf qf=3E10

# Définition des éléments électriques du contact anode
contact name=anode cap=0.5e-12 res=1.0e5

# Calcul de la solution initial avant commutation
solve init
load inf=v10

# Fichier de sauvegarde de données
log outf=switch_1.log master

# Application d'une impulsion sur la grille
solve v1=15 ramptime=5e-09 dt=50e-11 tstop=500e-09
solve v1=0.0 ramptime=5e-09 dt=50e-11 tstop=3e-6

##########################################################################################
```

Etude du Latchup

```
##########################################################################################

go atlas2

TITLE: IGBT IAK/VAGK Extraction

# Chargement de la structure IGBT prédefinie et choix de la symétrie cylindrique
mesh inf=meshigbt_2.str master.in cylindrical

# Définition des modèles utilises
models analytic srh auger fldmob surfmob consrh
mater region=2 taup0=4e-5 taun0=4e-5

# Choix des algorithmes de calcul
symb newton carrier=2
method autonr trap

# Définition des densités de pièges pour la simulation des effets d'irradiation
trap acceptor e.level=0.27 density=4e13 sign=8e-13 sigp=9.5e-15 degen=1
trap donor e.level=0.16 density=4e13 sign=2e-15 sigp=2e-15 degen=1

# Définition du contact grille et des charges d'interface
contact name=gate n.polysilicon
interf qf=3E10

load inf=v20
log outf=20latch.log master
solve v3=0.0 vstep=0.2 vfinal=4.5 name=substrate
solve vstep=0.02 vfinal=4.58 name=substrate

#Sauvegarde de la structure 2D avec flux de courant et autres données avant latchup
output flowlines jx.e jy.e jx.h jy.h con.band val.band band.param traps
save outf=avant_latch.str master

solve vstep=0.2 vfinal=5 name=substrate

#Sauvegarde de la structure 2D avec flux de courant et autres données après latchup
output flowlines jx.e jy.e jx.h jy.h con.band val.band band.param traps
save outf=après_latch.str master
```

" Je montre mon travail tout en sachant qu'il n'est qu'une partie de la vérité, et je le montrerais mêmes en le sachant faux, parce que certaines erreurs sont des étapes vers la vérité "

Roberl MUSIL,
Journal 1932 in Encyclopédia universalis.

CARACTERISATION ET SIMULATION DE L'IGBT DANS LE BUT D'OPTIMISER SES PERFORMANCES AU MOYEN D'IRRADIATION PAR ELECTRONS

Résumé

Alliant les avantages de la technologie bipolaire et MOS, l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) a pu s'imposer dans le marché de la moyenne puissance en s'adaptant à une très large gamme d'applications. Son développement l'amènera à fonctionner de plus en plus dans des environnements radiatifs (spatial, militaire, nucléaire etc...) ce qui nécessite une caractérisation spécifique. Le travail développé dans ce mémoire s'inscrit dans cet objectif. Des méthodes de caractérisation classiques ont été adaptées et de nouvelles techniques ont été développées pour l'étude de l'IGBT. L'évolution de ses paramètres physiques et électriques a été suivie en fonction de la dose et du type de l'irradiation à laquelle il est soumis.

Une méthode originale de simulation des effets induits par irradiation aux électrons sur l'IGBT, utilisant le simulateur de dispositifs 2D PISCES, a été proposée. Une modélisation 3D est réalisée en tenant compte de la symétrie cylindrique de la cellule de base. Sa validité a été vérifiée par la confrontation des résultats de simulation avec les mesures expérimentales réalisées sur un lot d'IGBTs irradié à différents doses d'irradiation par électrons d'une énergie de 4MeV. Cette méthode permet de prévoir l'évolution des différents paramètres électriques de l'IGBT pour une dose d'irradiation par électrons donnée et ainsi de minimiser le nombre de cycles fabrication-irradiation-test. Son utilisation peut être étendue à d'autres composants et à d'autres types d'irradiation.

Mots clés: IGBT, VDMOS, Caractérisation, PISCES, SPICE, Irradiation par électrons, Irradiation par neutrons, Irradiation gamma.

IGBT CHARACTERIZATION AND SIMULATION FOR OPTIMIZING ITS PERFORMANCES BY MEANS OF ELECTRONS IRRADIATION

Abstract

The IGBT is a hybrid power device which combines the advantages of MOS and bipolar technologies. This property ensures that the IGBT is adapted for a large varieties of applications including its use in radiation environments of various severities such as space, nuclear, military, etc... . The designers must anticipate and account for the effects of these environments on the components. This consideration presents the main part of this thesis. Classical methods of characterization are adapted and new techniques are developed to study the IGBT behaviour. The evolution of its parameters with irradiation doses and types is also studied.

A novel method for simulating the effects of electron irradiation (4MeV energy) in the IGBT, using the 2D devices simulator PISCES, was developed. 3D modeling is performed taking into account the cylindrical symmetry of the unit cell. The validity of the method is confirmed by comparison of simulation results with experimental ones performed on a series of IGBTs irradiated to various doses. The same approach can be applied for other devices and other irradiation types. Our analyzis shows that one can simulate results for any given dose. This procedure helps to save cost on irradiation tests. It can be applied for evaluation and prediction of irradiation effects.

Key words: IGBT, VDMOS, Characterization, SPICE, PISCES, Electron irradiation, Neutron irradiation, Gamma irradiation.