



**HAL**  
open science

# Etude statistique et modélisation de la dégradation NBTI pour les technologies CMOS FDSOI et BULK.

Damien Nougulier

► **To cite this version:**

Damien Nougulier. Etude statistique et modélisation de la dégradation NBTI pour les technologies CMOS FDSOI et BULK.. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Grenoble Alpes, 2018. Français. NNT : 2018GREAT068 . tel-01997538

**HAL Id: tel-01997538**

**<https://theses.hal.science/tel-01997538>**

Submitted on 29 Jan 2019

**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.



## **THÈSE**

Pour obtenir le grade de

### **DOCTEUR DE LA COMMUNAUTÉ UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES**

Spécialité : NANO ELECTRONIQUE ET NANO TECHNOLOGIES

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

**Damien NOUGUIER**

Thèse dirigée par **Gérard GHIBAUDO**, Directeur, CNRS

préparée au sein du **Laboratoire Institut de Microélectronique,  
Electromagnétisme et Photonique - Laboratoire  
d'hyperfréquences et de caractérisation**  
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,  
Automatique, Traitement du Signal (EEATS)**

**Etude statistique et modélisation de la  
dégradation NBTI pour les technologies  
CMOS FDSOI et BULK.**

**Statistical study and modeling of NBTI  
degradation for CMOS FDSOI and BULK  
technologies**

Thèse soutenue publiquement le **28 septembre 2018**,  
devant le jury composé de :

**Monsieur GERARD GHIBAUDO**

DIRECTEUR DE RECHERCHE, CNRS DELEGATION ALPES, Directeur  
de thèse

**Monsieur GUIDO GROESENEKEN**

PROFESSEUR, UNIV. CATHOLIQUE DE LOUVAIN - BELGIQUE,  
Rapporteur

**Madame NATHALIE LABAT**

PROFESSEUR, UNIVERSITE DE BORDEAUX, Rapporteur

**Monsieur FRANCIS BALESTRA**

DIRECTEUR DE RECHERCHE, CNRS DELEGATION ALPES, Président



# Table des matières

0.1	Introduction générale : . . . . .	7
0.1.1	La microélectronique : . . . . .	7
0.1.2	Les défis de la miniaturisation : . . . . .	7
0.1.3	La Fiabilité : . . . . .	8
0.1.4	La variabilité : . . . . .	10
0.1.5	Le cadre de la thèse : . . . . .	10
<b>1</b>	<b>Introduction au fonctionnement du transistor MOS, à sa variabilité et sa fiabilité :</b>	<b>13</b>
1.1	Le transistor MOS à effet de champ : . . . . .	13
1.1.1	La structure du transistor MOS dite "Bulk" : . . . . .	13
1.1.2	Principe de fonctionnement : . . . . .	14
1.1.3	La structure du transistor MOS dite "FDSOI" : . . . . .	15
1.1.4	Paramètres caractéristiques et caractérisation d'un NMOS : . . . . .	17
1.1.4.1	Le régime d'accumulation : $\Psi_S < 0$ : . . . . .	17
1.1.4.2	Le régime de déplétion : . . . . .	17
1.1.4.3	Le régime d'inversion faible : $\Psi_S < 2\phi_f$ . . . . .	18
1.1.4.4	Le régime d'inversion forte : $\Psi_S = 2\phi_f$ . . . . .	18
1.1.5	Caractérisation d'un transistor MOS : . . . . .	19
1.1.5.1	La courbe de transfert $I_d(V_g)$ : . . . . .	19
1.2	Variabilité des paramètres électriques du transistor : . . . . .	22
1.2.1	Introduction des notions de variabilité : . . . . .	22
1.2.1.1	Variabilité statique : . . . . .	23
1.2.1.2	Variabilité dynamique induite par le NBTI : . . . . .	25
1.3	Techniques de caractérisation : . . . . .	26
1.3.1	Les conditions de dégradation : . . . . .	26
1.3.2	Mesure standard de la dégradation NBTI . . . . .	26
1.3.3	Techniques de mesures : . . . . .	27
1.3.3.1	Délai de mesure : . . . . .	27
1.3.4	Mesure OTF "On-The-Fly" . . . . .	27
1.3.4.1	Les mesures rapides : . . . . .	28
1.3.4.2	Les paramètres observés : . . . . .	30
1.3.4.3	Impact du délai de mesure : . . . . .	32
1.4	Les types de défauts de l'interface SiO <sub>2</sub> / Si : . . . . .	35
1.4.1	Les types de défauts intervenant dans le NBTI : . . . . .	35
1.4.1.1	L'interface SiO <sub>2</sub> /Si . . . . .	35
1.4.1.2	Les défauts de type Pb center : . . . . .	36

1.4.1.3	Les défauts en profondeur : E' center	37
1.4.2	Les défauts de type centre Kn	37
1.4.3	Les défauts propres au dispositif high- $\kappa$	37
1.5	Conclusion	38
<b>2</b>	<b>Le NBTI : Littérature et modèles :</b>	<b>39</b>
2.1	Introduction	39
2.2	Les modèles de la littérature	40
2.2.1	Les modèles de NBTI basés sur les mesures lentes	41
2.2.1.1	La modélisation du stress	41
2.2.1.2	Le modèle de Grasser-Kaczor	44
2.2.1.3	Le modèle $D_P/D_R$	46
2.2.2	Les types de mesures	48
2.2.2.1	La mesure d'un seul point ou mesure ultra rapide	48
2.2.2.2	La mesure TDDS	48
2.2.2.3	La mesure des états d'interface	49
2.2.3	Les modèles de NBTI les plus récents	49
2.2.3.1	Le modèle de l'université de IIT Bombay	49
2.2.3.2	Les forces et les limites du modèle IIT Bombay	50
2.2.3.3	Le modèle "Defect Centric"	53
2.2.3.4	Les forces et les faiblesses du modèle "Defect Centric"	56
2.2.3.5	Évaluation des simulateurs	56
2.2.3.6	Quel modèle choisir ?	57
2.2.4	Le modèle de la CET map ("Capture Emission Time Map")	58
2.2.4.1	Analogie avec le circuit RC	58
2.3	Conclusion	60
<b>3</b>	<b>Élaboration d'un modèle compact :</b>	<b>63</b>
3.1	Introduction	63
3.2	Les nouveaux outils d'analyse du NBTI	64
3.2.1	Les cinétiques de stress et de relaxation	64
3.2.2	L'analyse spectrale	64
3.2.2.1	Présentation de l'outil	64
3.2.2.2	Application à la relaxation et au stress	65
3.3	Modèle compact de la dérive sous contrainte NBTI	69
3.3.1	Élaboration du modèle de stress	71
3.3.2	Élaboration du modèle de relaxation	73
3.4	Propriétés du NBTI lors du stress et application du modèle compact	75
3.4.1	Accélération en tension du NBTI	75
3.4.2	Accélération en temps du NBTI	77
3.4.3	Les effets en température	79
3.4.4	L'effet de la fréquence sur le NBTI	80
3.5	Analyse du comportement de la relaxation du NBTI	83
3.5.1	Accélération en tension	83
3.5.2	L'effet du temps de stress sur la relaxation	84
3.5.3	Les effets de la polarisation de relaxation ( $V_{grelaxation}$ )	85

3.5.4	Les effets de la température sur la phase de relaxation : . . . . .	86
3.5.4.1	Observations générales : . . . . .	86
3.5.4.2	Analyse des paramètres du modèle de la relaxation en fonction de la température . . . . .	88
3.6	Analyse détaillée de la partie exponentielle : . . . . .	92
3.7	Analyse des différentes technologies en fonction des modèles proposés : . . . . .	94
3.7.1	La revue des technologies : . . . . .	95
3.7.2	Étude de la partie "rapide" de la relaxation : . . . . .	96
3.7.3	Études de la partie "lente" de la relaxation : . . . . .	98
3.7.4	Temps de relaxation : . . . . .	99
3.8	Conclusion . . . . .	100
<b>4</b>	<b>Les effets des procédés de fabrication sur le NBTI :</b>	<b>101</b>
4.1	Introduction : . . . . .	101
4.1.1	Les procédés étudiés : . . . . .	101
4.2	Les effets des procédés de nitruration sur le NBTI : . . . . .	103
4.2.1	La nitruration de l'IL à l'aide du procédé DPN : . . . . .	103
4.2.2	Les effets du temps d'exposition à la nitruration sur la dégradation du NBTI : . . . . .	105
4.2.3	Comparaison des oxydes de grille SiON et SiO <sub>2</sub> sur le NBTI : . . . . .	106
4.2.3.1	Comparaison des procédés de fabrication RTN et DPN : . . . . .	106
4.2.3.2	Mise en évidence des mécanismes : . . . . .	107
4.2.3.3	L'impact de l'azote sous contrainte NBTI : . . . . .	109
4.3	Comparaison de deux machines pour une même technologie : . . . . .	111
4.4	Les effets du dopage des "Ground plane" et de la largeur de grille sur le NBTI et la tension de seuil : . . . . .	113
4.4.1	Observations : . . . . .	113
4.4.2	Origine de l'effet en W (la largeur de grille) : . . . . .	116
4.5	L'impact l'épaisseur de TiN de la grille sur le NBTI : . . . . .	118
4.6	Le dopage des "Pocket" en technologie Silicium massif : . . . . .	119
4.7	Conclusion . . . . .	121
<b>5</b>	<b>Étude de la variabilité temporelle du MOS sous contrainte NBTI :</b>	<b>123</b>
5.1	Introduction : . . . . .	123
5.2	Les modèle de distribution : . . . . .	123
5.2.1	La loi normale : . . . . .	124
5.2.2	La loi log normale : . . . . .	125
5.2.3	Le "Defect Centric Model" (DCM) : . . . . .	125
5.3	La variabilité induite par le NBTI : . . . . .	128
5.3.1	La distribution expérimentale de $V_{th0}$ et $\Delta V_{th}$ : . . . . .	128
5.3.2	La distribution du $\Delta V_{th}$ après une dégradation NBTI pour différentes largeurs de grille : . . . . .	130
5.4	Les limites du DCM : . . . . .	132
5.4.1	Les limites numériques et ses conséquences : . . . . .	132
5.4.2	Réécriture du modèle : . . . . .	134
5.4.3	Simulation par tirage aléatoire dite "Monte-Carlo" : . . . . .	135
5.4.3.1	Vérification des résultats : . . . . .	135
5.4.3.2	Prédiction du nombre d'expérience minimum : . . . . .	137
5.4.4	La limite du petit nombre de défauts . . . . .	137
5.4.5	Le DCM appliqué à un cas pratique : . . . . .	142

5.4.6	Analyse de la variabilité de $\Delta V_{th}$ au cours du stress : . . . . .	142
5.4.7	Incohérences : . . . . .	144
5.5	Le "Dual Defect Centric Model" (DDCM) : . . . . .	145
5.5.1	Hypothèses sur la relaxation : . . . . .	145
5.5.2	Étude des composantes lente et rapide : . . . . .	145
5.5.3	Le principe du DDCM : . . . . .	147
5.5.3.1	Principe de la convolution de distributions appliquée à la loi normale : . . . . .	147
5.5.3.2	Convolution de deux DCM dans le cas indépendant : . . . . .	149
5.5.3.3	Convolution de deux DCM dans le cas corrélé : . . . . .	151
5.6	Résultat Fondamental : . . . . .	156
5.7	Conclusion . . . . .	156

*Il n'y a qu'une réponse à la défaite, et c'est la victoire.*  
*Sir Winston Churchill.*



## Remerciements

Ce travail de thèse a été réalisé dans le cadre d'une thèse CIFRE au sein de l'équipe "Silicon Reliability" de STMicroelectronics en collaboration avec le laboratoire IMEP-LAHC.

Les lignes qui vont suivre sont destinées à toutes les personnes qui ont pu rendre ce travail de thèse possible mais aussi pour l'accueil et l'excellente ambiance dans laquelle cette thèse s'est déroulée. Tout d'abord, je tiens à remercier les membres du jury pour avoir accepté d'endosser ce rôle. Je remercie Mr Groeseneken et Mme Labat d'avoir été les rapporteurs de ma thèse et d'avoir évalué et corrigé mon manuscrit. Merci également à Mr Balestra pour avoir accepté le rôle de président du jury. Je tiens aussi à remercier M. Rafik pour m'avoir accompagné tout au long de ces années à STMicroelectronics. Et enfin je tiens à remercier particulièrement X. Federspiel pour son soutien, son esprit critique et avec qui j'ai particulièrement apprécié de travailler, d'apprendre et de découvrir le monde de la fiabilité au cours de ces trois années de thèse et presque quatre années en comptant le stage de fin d'étude.

J'aimerais aussi remercier profondément mon directeur de thèse, Gérard Ghibaudo! Merci de m'avoir pris sous ta tutelle et de toutes ces conversations passionnantes autour de tant de résultats, et de ton implication dans ma thèse. Si il y a une chose que j'aimerais dire c'est que je suis très heureux de t'avoir eu comme directeur de thèse.

J'aimerais aussi remercier Jean-Pierre Heliot, Emmanuel Vincent et David Roy pour m'avoir accepté dans leurs équipes et de m'avoir donné l'opportunité de suivre un stage et une thèse. J'ai même réussi à ce que ma date de soutenance ne tombe pas un jour impair. Plus généralement j'aimerais dire un grand Merci à l'équipe fiabilité de STMicroelectronics où j'ai passé l'essentiel de mon temps (enfin je ne suis pas certain de ne pas avoir passé plus de temps au labo B1, Labo qui hantera mes rêves pour de longues années, dans le bon sens du terme). J'ai adoré ces années passées dans l'équipe, pareille à nulle autre, adoré les personnalités que j'y ai côtoyé, la gentillesse de toute l'équipe sans parler de leurs exceptionnelles compétences. Ces lignes closent une expérience à vos côtés qui a duré près de quatre années entre thèse et stage! De ces années je retire le sentiment qu'elles sont passées trop vite et qu'elles ont été intenses. Sans parler de tout le monde au sein de l'équipe fiabilité, j'aimerais dire un petit mot sur certains d'entre vous qui m'ont profondément marqué.

Tout d'abord David Roy chef emblématique de la fiabilité, un tantinet mystérieux mais dont j'ai pris un certain plaisir à décoder la personnalité. En David j'ai trouvé une personne ayant une force de travail surpassant tout ce que j'ai connu et j'ai découvert une personne passionné comme j'en ai peu rencontré dans ma vie. J'espère que tu trouveras le temps de tester un bon Final Fantasy quand même un de ces quatre.

Ensuite bien entendu il me faut parler de Xavier Federspiel! et il y aurait beaucoup à dire à mentionner et Merci me semble insuffisant pour ton soutien toutes années depuis mon stage en MEOL, nos conversations sur le NBTI, HCI, le TDDB, les modèles, le DCM, les nouvelles structures, cadence, et tous les noeuds technologiques depuis le 14nm jusqu'au 250nm, les bonnes adresses à Grenoble comme en Californie, les thésards, les stagiaires (comme je disais beaucoup de choses à dire et ce n'est pas fini). Merci aussi pour tout ce que tu m'as appris que ce soit en fiabilité, comme en physique! J'aimerais te dire Merci pour m'avoir supporté parfois dans des phases où ma jovialité n'était pas au beau fixe même si j'ai toujours essayé de garder cette bonne humeur. Merci pour toutes nos soirées jeux et pour Shogun (je ne dirais pas merci pour Agricola mais presque). Merci pour avoir partagé avec moi ta passion de l'histoire et pour toutes ces conversations passionnantes quel que soit le sujet. Je regrette que nous n'ayons pas pu faire ce "war game" de la campagne de Russie, mais en quatre années c'est bien le seul regret.

J'aimerais aussi remercier Mustapha Rafik pour m'avoir encadré, et de toujours avoir été de bon conseil, mais aussi pour sa gentillesse. Je garderais le souvenir de nos conversations animées à midi durant ma première année de thèse. Je me souviendrais aussi de ce fameux tournoi de foot et de cette évacuation vers l'hôpital aux commandes de ton bolide! Et enfin que dire de notre sortie spéléologie, perdu dans la neige en forêt de nuit, épuisé, frigorifié mais à la fin pas si malheureux une fois au chaud dans la voiture! Alors merci.

J'aimerais ensuite parler de David Ney qui a été mon premier mentor à STMicroelectronics et dont j'aimerais vanter la patience. Mais aussi son expertise sur les choses du CVS et du Back-end, de l'électro-migration et de bien des choses. Une personne à l'écoute, réfléchi et patiente! Notre sortie spéléo reste un très bon souvenir et le seul ou je t'ai vue fatigué par une épreuve sportive.

Je me dois aussi parler de mon Co-box Frédéric Boucard, mais cela m'est difficile, laisser par écrit une trace de nos bêtises ne me semble pas être une grande idée. Je vais devoir utiliser des phrases connues de nous seuls je pense. Alors Merci pour les rires (elle est ou mamie, les tictac, les maincoon, les corrections de guigui, l'ambiance night-club en version LED au bureau, des semaines au marteau piqueur a plus pouvoir tenir ta souris). Dis-moi si pour Noel j'ai une chance de l'avoir le mythique guide des grottes de l'isère et proches départements. Merci pour ta bonne humeur, pour ta passion de la spéléo et pour nos discussions sur la photographie. Merci pour m'avoir fait rencontrer des gens super comme Isabelle ou guigui! Mon meilleur co-box!!

Je passerais plus rapidement sur les autres membres de l'équipe (et pourtant ils méritent eux aussi des lignes mais le chef de l'équipe mémoire (JLo a dit que je devais pas dépasser 200 pages!!!) avec qui j'ai aimé travaillé, discuter et apprendre. Merci à vous, Jean-Luc Ogier pour tes coups de gueules et ta bonne humeur... les 6 mois à me demander si j'avais finis ma thèse et moi si tu avais avancé sur tes mémoires! Merci à toi Jérôme Goy pour nos discussions sur le labo et le matos et les procédures de test mais surtout le reste. Merci Cheikh Diouf pour nos échanges et le soutiens psychologique sur des manip qui ne marche pas. Merci aussi Florian Cacho pour nos échanges, et ta bonne humeur et ceux en dépit de ton chef!

Je remercie aussi Julien Rosa de l'équipe caractérisation que j'ai embêté pendant 4 ans afin d'avoir des bancs et qui m'a donné accès à ces bancs et ça ça fait une grosse différence. A Aurélie Bajolet pour avoir supervisé mon travail en tant que responsable d'équipement, et des échanges avec les fournisseurs, je te souhaite d'aller mieux!! Je remercie aussi Sylvianne, Hélène, Stéphane, Sébastien, Patrick, Gaele. Je tiens aussi à remercier l'équipe de Denis Mollier (Mickael, Ruddy, Louis) pour leur aide dans la maintenance et le projet que nous avons monté concernant Rmanu02. Merci pour votre disponibilité. Un gros merci à Ruddy pour être qui il est! Et de même pour Charly bien qu'il ne soit pas d'ans l'équipe de Denis!

Je tiens aussi à dire un énorme merci aux anciens thésards qui m'ont beaucoup appris et ces quelques lignes sont pour vous (Marine, Damien, Waffa, Anas, Ahmed, Giulio Marty (n°1) et Giulio Torrente (n°3), Jean-Baptiste Henry, Baptiste Bouix, Alexia Valery, Jean Gabriel Simiz, Jeremy Jasse, Tcha Ya , Ajith et Krishna, Riccardo). Je ne vous ai pas rangé par ordre de préférences, mais je pense par ordre chronologique. Certain (beaucoup) sont devenue des amis! Alors merci pour tous ces cafés, pour toutes nos discussions, Pour les voyage entre thésard, la promesse de voyages future que l'on s'est faites, les souvenirs des USA que nous partageons, les souvenirs de Vegas et qui sont resté a Vegas. Merci pour m'avoir fait découvrir les jeux de rôle type Dungeons & dragons. Merci pour toutes nos soirée pizza, bière, vin, cigare et shadow run, Dark Hérésy, Deathwatch, le jour où j'ai adopté un Gnou, le Korner, le shakesbeer, le keep it weird, les sortie spéléo, les dent de Crolles ... ça et le reste.

Une petite pensée aussi pour ceux qui débute leur thèse (Augustin et Melissa, Rania puisque tu seras la prochaine) courage ce n'est que 3 années.

Voilà le temps de dire quelques mots sur les miens, sur mon incroyable famille. Tout d'abord je voudrais parler de parents qui m'ont toujours poussé à faire ce que j'avais envie de faire, sans contrainte financière. Merci à eux de m'avoir soutenue tout au long de ces longues (très longues) années d'étude. De m'avoir soutenue devant les sacrifices que j'ai fait pour en arriver là. Merci à eux de pour les moments où c'était dur, quand être épuisé était devenue la norme lors de la rédaction des papiers, les retards devant les "dead line" , la pression et le manque de sommeil. Ils étaient là aussi pour se réjouir de mes succès, de mes publications, et récompense, de l'excitation face à mes

réussites même si ils ne les comprenaient pas toujours.

Un petit mot sur ma soeur à présent, ma chère petite grande soeur (et oui c'est écrit et ça restera!!) Merci de t'être fait du souci lors de la rédaction de mes publications, le manuscrit de thèse compris. Merci aussi d'avoir amené un rayon de soleil dans nos vies via ce petit terrible qu'est Nathan mon neveu. Merci à tous les autres membres de familles d'être ceux qu'ils sont et que je ne vois pas assez mais qui sont des ancres dans ma vie! (Grand-mères, parrains, oncles, tantes, cousins).

## 0.1 Introduction générale :

### 0.1.1 La microélectronique :

Julius E. Lilienfeld est le premier à imaginer au cours des années 1920 le principe du transistor à effet de champ FET (Field Effect Transistor). Il imagine un système régulant le courant électrique à l'aide d'une électrode de grille [1]. Toutefois il faudra attendre 1947 pour que les américains John Bardeen, William Shockley et Walter Brattain parviennent à une première application pratique sous la forme d'un transistor bipolaire. Le transistor bipolaire plus petit, léger, robuste et consommant moins va rendre les tubes à vide obsolètes. Puis vers la fin des années 50 J.Killby (Nobel 2000) invente les circuits intégrés permettant l'assemblage de plusieurs transistors avec d'autres éléments. C'est à cette époque que "naît" l'industrie des semi-conducteurs qui ne cessera depuis ce moment de prendre de l'importance.

La micro-électronique est omniprésente dans notre quotidien et son développement impacte notre vie radicalement depuis près de 70 ans. Nous noterons parmi les révolutions dont elle a permis l'apparition : l'informatique, la robotique, internet, la téléphonie mobile et l'aérospatial. De plus la micro-électronique sera au coeur des prochaines révolutions qui s'annoncent telles que le développement de l'intelligence artificielle, des voitures autonomes ou encore de la réalité augmentée. Cette industrie représente un marché de 400 milliards de dollars [2] en 2017. Quatre grands secteurs au sein de la micro-électronique peuvent être énumérés : les transistors, la mémoire, les capteurs d'image et les mems.

Toutefois l'évolution historique de la micro-électronique s'est traduite par la miniaturisation de son composant élémentaire le transistor MOSFET (Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor), le but recherché étant la réduction des coûts de fabrication par l'augmentation de l'intégration à surface équivalente. Sans oublier que cette réduction de taille des transistors s'accompagnait d'une amélioration des performances [3]. Toutes ces innovations reposent donc sur la capacité qu'a l'industrie de la micro-électronique de travailler sur des échelles micrométriques et nanométriques. Le chiffre d'affaire permettant la poursuite de la diminution des dimensions des transistors MOSFET devait augmenter significativement afin de pouvoir faire des investissements de plus en plus lourds.

Gordon E. Moore propose en 1965 [4] une loi empirique prédisant que le nombre de transistors dans un circuit intégré doublera tous les 2 ans. Cette loi a dirigé l'industrie durant 40 ans. Depuis 1990 l'organisation ITRS (International Technology Roadmap for Semiconducteur) [5] permet de mieux diriger les efforts de la recherche afin de continuer à réduire les dimensions des transistors et de suivre la loi de Moore. Elle publie pour cela un rapport annuel servant de carnet de route à l'industrie.

### 0.1.2 Les défis de la miniaturisation :

La diminution des dimensions s'est heurtée dans un premier temps à un problème de coût ayant fortement impacté l'industrie ce qui a entraîné les entreprises à se racheter ou à collaborer que ce soit via de nombreuses alliances ou des fusions depuis les années 1980. Dans un second temps la recherche s'est heurté à des difficultés d'ordre physique concernant les fuites de courant à travers l'oxyde de grille résultant de la miniaturisation des

transistors car cette miniaturisation passe par la diminution de l'épaisseur de l'oxyde ( $\text{SiO}_2$ ) afin de conserver le couplage capacitif permettant de contrôler le courant. C'est dans ce but que nous avons introduit de nouveaux matériaux dans l'oxyde de grille : les matériaux High- $\kappa$  dont la constante diélectrique est élevée. Sans oublier qu'un grand nombre de nouveaux éléments chimiques ont été introduits dans la micro-électronique comme le titane, le lanthane, le germanium, le deutérium etc.

De plus il y a aujourd'hui une évolution dans la micro-électronique en ce qui concerne l'intégration. En effet face aux difficultés rencontrées pour réduire encore la longueur des transistors tout en conservant le contrôle électrostatique de l'électrode de grille, l'industrie a fait le choix de suivre le développement de deux architectures différentes : l'une rompant avec le développement " planaire " historique en introduisant une architecture 3D, et l'autre conservant le côté "planaire" mais introduisant un nouveau type de substrat.

- Afin de réduire la taille des transistors en dessous d'une longueur de canal de 35 nm, une nouvelle architecture a été développée (le FinFET) tirant son nom de "Fin" en anglais signifiant aileron. Elle permet un contrôle électrostatique du canal en l'enrobant sur trois de ces faces.

- L'autre voie consistant à conserver l'architecture dite planaire mais utilisant un substrat incorporant un oxyde enterré ou "BOX" (Burried OXYde) isolant la zone active du substrat et permettant un contrôle électrostatique plus fin que les anciennes technologies planaires. C'est la technologie FDSOI ("Full Depleted Silicon On Insulator").

Enfin nous nous rapprochons aujourd'hui des distances inter-atomiques (0.3nm) [6], ce qui nous pousse à nous demander comment aller plus loin. Les recherches en cours depuis quelques années cherchent à intégrer des transistors par différents moyens suivant l'axe Z (la troisième dimension), ce qui permettrait de continuer l'intégration ou encore en cherchant à continuer la réduction des dimensions et à améliorer le contrôle électrostatique en utilisant des nano-fils. Le but recherché étant de continuer à augmenter encore et toujours l'intégration.

### 0.1.3 La Fiabilité :

La fiabilité est un concept qui est capital et qui est propre à la fabrication de systèmes complexes. La fiabilité peut être définie par la probabilité d'un système à assurer sa fonction dans un environnement donné pour un temps donné.

La fiabilité sera directement corrélée à la nature des défaillances, les conditions environnementales (la température, l'humidité, les tensions utilisation, etc) et le temps.

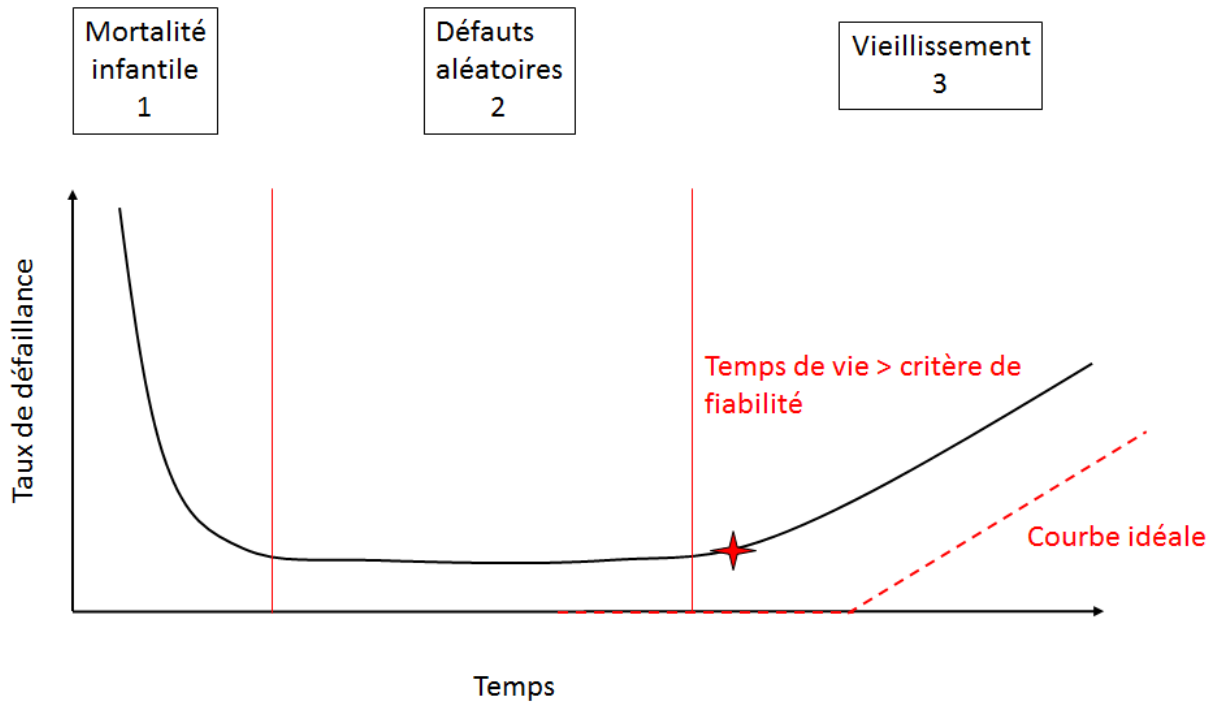


FIGURE 1 – Courbe en baignoire du taux de défaillance au cours du temps.

L'étude en fiabilité consiste à mener des analyses statistiques de l'évolution de certaines caractéristiques physiques sur les composants dans le but d'en extraire un temps à la défaillance ou TTF (Time To Failure). En terme d'impact la fiabilité est un critère majeur de qualification et de commercialisation puisqu'il donne la garantie que le composant sera fonctionnel pour des conditions données et un temps donné. A titre d'exemple, un critère de fiabilité classique est une variation du courant débité par les transistors inférieure à 10% pendant 10 ans d'utilisation du produit. Il nous faudra donc être capable :

- D'identifier les différentes origines d'une défaillance.
- De prédire la probabilité pour chacune d'entre elles de causer une défaillance (aspect probabiliste).
- D'aider à obtenir un recette de fabrication stable lors des phases de développement.

La courbe en baignoire ci-dessus est représentative, de façon qualitative, du taux de défaillance des transistors MOS en fonction du temps (Figure 1 ). Nous identifions trois zones distinctes dans cette courbe :

-1ère Zone : C'est la mortalité infantile (ou période de rodage). Cette composante résulte des défauts extrinsèques. Des contaminations chimiques, des particules, etc peuvent s'introduire lors de la fabrication dans certains transistors occasionnant ces défaillances prématurées.

-2nde Zone : Cette zone correspond aux défauts indépendants du temps et représente un seuil bas et constant au cours du temps. Ces défauts aléatoires apparaissent lorsque le composant est sur-contraint. Cette sur-contrainte est due à des facteurs environnementaux accidentels, comme l'erreur humaine ou des défauts issus de radiations par exemple.

-3ème Zone : Cette zone correspond à l'usure normale du produit et celle-ci progresse avec le temps. Le vieillissement résulte d'une dégradation intrinsèque au composant.

Les deux premières zones de la courbe sont susceptibles d'impacter gravement la rentabilité et l'ensemble des machines est optimisé afin de minimiser ces phénomènes et de tendre vers la courbe idéale présentée sur la Figure 1. De plus les optimisations de procédés visent aussi à repousser la courbe de vieillissement.

En microélectronique la fiabilité des composants élémentaires porte sur la 3ème zone, en effet cette zone repose sur la dégradation des composants, ce qui requiert un travail de recherche et de compréhension des mécanismes physiques

qui engendrent ces dégradations et qui sont à l'origine du vieillissement. De plus ces dégradations interviennent des années après la commercialisation. Il nous faut donc accélérer ces dégradations à des échelles de temps accessibles. La fiabilité dans l'industrie peut être classée en deux grandes familles, à savoir le "front-end" et le "back end" autrement dit l'étude de la face avant pour le "front-end" et l'étude des interconnexions métallique pour le "back end".

Du fait de l'utilisation des tests accélérés à des contraintes relativement éloignées des contraintes normales d'utilisation, il nous faut alors être capable de décorréler les différents mécanismes de dégradation, de comprendre les dépendances de chaque mécanisme en fonction des conditions d'utilisation afin d'être en mesure de les extrapoler aux conditions nominales d'utilisation. La fiabilité doit garantir le produit vendu et pour cela il faut qu'elle soit en compétitive afin de convaincre le client de la pertinence de ses modèles et de son analyse. En cas de retour client elle doit pouvoir être en mesure de déterminer les causes physiques et d'aider la production à apporter des corrections. De plus elle supporte la production en analysant les risques et les progrès liés aux nouveaux procédés de fabrication. La fiabilité doit aussi prévoir à partir d'un nombre fini d'échantillons, la dispersion statistique sur l'ensemble de la production.

#### **0.1.4 La variabilité :**

Si théoriquement tous les transistors sont censés être identiques à leur sortie d'usine, ils sont en réalité tous différents, c'est la définition de la variabilité. Or du fait de la miniaturisation des transistors, il est de plus en plus difficile de maîtriser la dispersion des caractéristiques électriques initiales des dispositifs (telle que la tension de seuil  $V_{th}$ ). Cela entraîne des problèmes de fonctionnements liés à la synchronisation des circuits logiques avec un signal d'horloge, des courants de fuite élevés aux temps initiaux ou encore des temps de délais de fonctionnement trop longs. La variabilité est une variable à considérer dès lors comme un paramètre avec lequel il faut composer lors de l'élaboration d'une technologie afin qu'elle soit viable. De plus la variabilité peut prendre une nouvelle dimension lorsque celle-ci évolue au cours du temps sous l'effet du vieillissement. Il s'agit dans ce cas-là de variabilité temporelle et non plus de variabilité initiale ou statique. La variabilité induite par ce type de dégradation fait l'objet d'études depuis des années car elle peut jouer un rôle important dans le dépassement des critères de fiabilité et il nous faut donc mieux la comprendre et la modéliser.

#### **0.1.5 Le cadre de la thèse :**

Cette thèse s'inscrit dans la fiabilisation des MOS de petites dimensions. Nous étudions l'un des principaux modes de dégradation des transistors : Le NBTI ("Négative Bias Temperature Instability"). Il s'agit d'une contrainte (température, tension, fréquence) entraînant la dérive des paramètres électriques au cours du temps. Ce travail de recherche porte sur des transistors MOS allant du 180 nm planaire dit "Bulk" au 14 nm FDSOI ("Full-Depleted Silicon On Insulator"). La réduction des dimensions des transistors a un impact sur la variabilité, de sorte qu'il nous faut être en mesure de modéliser la dégradation moyenne en fonctions des conditions de contrainte mais aussi de prévoir la variabilité de celle-ci qui augmente avec la réduction des dimensions.

Le premier chapitre introduira le transistor MOS, son fonctionnement, ainsi que les paramètres caractéristiques des transistors mais aussi les techniques de caractérisations électrique du transistor MOS. De plus nous expliciterons en détail la différence entre la technologie planaire dite "Bulk" et la technologie appelé FDSOI. Puis nous introduirons la notion de variabilité en distinguant la variabilité statique de la variabilité dynamique (ou temporelle). Nous introduirons alors la notion de NBTI et des types de mesures utilisés pour le caractériser. Enfin nous aborderons la nature microscopique des défauts au niveau des interfaces Si/SiO<sub>2</sub>.

Le second chapitre traitera plus en profondeur de la dégradation NBTI. Nous évoquerons rapidement l'histoire des recherches sur le NBTI depuis sa découverte. Puis nous aborderons les différents modèles présents dans la

littérature, la base physique sur laquelle ils reposent mais aussi nous verrons les limites de ces modèles notamment ceux datant d'avant l'ère des mesures rapides. Puis nous introduirons les modèles les plus récents et nous mettrons en exergue leurs forces et leurs limitations notamment par leurs applications à nos données.

Le troisième chapitre sera pour nous l'occasion d'introduire deux nouveaux outils d'analyse du NBTI afin de mieux mettre en lumière la nature de ses composantes. L'un de ces outils reposant sur les équations de la "CET map" (carte des taux d'émission et de capture). Le second permettant d'observer les cinétiques indépendamment du temps. Puis à l'aide de ces outils nous proposerons un nouveau modèle empirique compact pour le stress et pour la relaxation. Modèles, que nous confronterons sur la technologie 28 nm FDSOI à de vastes gammes de température, de temps de stress et de tensions de stress. Puis nous analyserons à l'aide des modèles l'impact de ces paramètres (temps, tension, température) sur les composantes du NBTI. Notamment en ce qui concerne la composante rapide de la relaxation.

Dans le chapitre quatre, nous étudierons les effets de procédés sur le NBTI. Nous travaillerons pour cela sur de nombreux noeuds technologiques afin d'étudier les effets de l'épaisseur d'oxyde sur le NBTI. Puis nous étudierons les effets de la nitruration sur le NBTI pour les technologies 28nm FDSOI et IMG140 planaire. Enfin nous étudierons les effets du dopage sur le NBTI pour la technologie 40nm planaire.

Pour finir dans le chapitre cinq, nous ferons une étude détaillée de la variabilité temporelle du NBTI. Nous présenterons en détail les modèles de la littérature et plus particulièrement celui qui fait l'unanimité depuis quelques années, le DCM ("Defect Centric Model"). Nous présenterons ses particularités et ses limites puis nous l'appliquerons à la technologie 28nm FDSOI. Enfin à l'aide de nos résultats sur le 28 nm FDSOI, nous proposerons un modèle amélioré dit "double DCM" que nous confronterons à une utilisation pratique sur la technologie 28 nm FDSOI.

# Chapitre 1

## Introduction au fonctionnement du transistor MOS, à sa variabilité et sa fiabilité :

### 1.1 Le transistor MOS à effet de champ :

Élément de base de la microélectronique moderne, le MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor), généralement appelé transistor MOS, n'a cessé de voir ses dimensions réduire afin d'augmenter la densité d'intégration. Toutefois cette réduction a dû faire face à des difficultés techniques importantes (comme des effets de canaux courts) au point que de nouvelles architectures ont vu le jour ces dernières années afin de prolonger la diminution des dimensions. C'est dans ce contexte qu'est née la technologie FDSOI rompant avec l'architecture traditionnelle dite "Bulk". Nous présenterons dans cette partie le MOS à effet de champ sur la technologie "Bulk", et sur la technologie FDSOI, mais aussi les principales caractéristiques du transistor MOS.

#### 1.1.1 La structure du transistor MOS dite "Bulk" :

Dans le monde de la microélectronique le principe de réduction de la taille des transistors sans changer l'architecture est ce qui est appelée l'approche "top down". Historiquement les transistor MOS ont été développés sur substrat silicium massif ce qui est appelé technologie "Bulk". Un schéma de ce transistor MOS est donné en Figure 1.1.

Il existe deux types de transistor MOS en fonction de son dopage : le NMOS, de dopage type P (colonne III du tableau de Mendeliev) et le PMOS ayant un dopage de type N (colonne V du tableau de Mendeliev).

De plus la présence des sources et drain est essentielle car ces deux régions du transistor MOS se comportent comme des réservoirs de charges susceptibles de migrer de l'un à l'autre via le canal de conduction. Ces deux éléments du transistor MOS sont fortement dopés, le dopage devant être opposé à celui de la zone active.

Nous précisons que la grille est en polysilicium fortement dopé pour les technologies antérieures au 28nm FDSOI et TiN à partir du 28nm FDSOI, ce changement de nature vient du remplacement du SiON de l'oxyde de grille par le high- $\kappa$ .

De plus nous avons en dessous de la grille un oxyde de grille, celui-ci est en SiO<sub>2</sub> pour les plus anciennes technologies puis a évolué puisqu'il a été nitruré (SiON) pour les technologies qui ont suivi le noeud 180 nm sur silicium massif. De plus le canal du transistor est en silicium monocristallin. La réduction des dimensions a vu les courants de fuite dans le semi-conducteur augmenter de plus en plus, ce qui a entraîné l'apparition des extensions de source et



de drain (communément appelé LDD pour "Lightly Doped Drain") et qui sont présentes dans les technologies à partir du noeud 180 nm. Puis à partir de la technologie 90 nm les poches dopées enterrées (ou "pockets"), ont fait leur apparition afin de mieux contrôler les fuites dans le semi-conducteur.

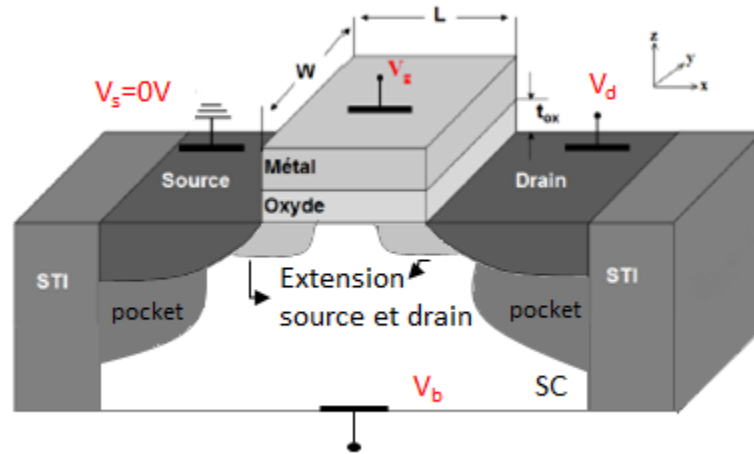


FIGURE 1.1 – Schéma de principe du transistor MOS. Avec  $L$  la longueur de grille et  $W$  est la largeur de grille.  $T_{ox}$  est l'épaisseur de l'oxyde de grille. Le STI (Shallow trench Isolation) correspond aux tranchées d'oxyde isolant les transistors entre eux.[7]

### 1.1.2 Principe de fonctionnement :

Le transistor MOS, se décline sous deux formes : le transistor NMOS et le transistor PMOS. Dans le transistor NMOS la conduction sera assurée par des électrons tandis que dans le cas du transistor PMOS, la conduction sera faite par des trous.

Le transistor se compose de quatre électrodes reliées à la grille, au drain, à la source et au "Bulk". Ces électrodes permettent d'appliquer des potentiels différents sur chaque élément du transistor. Ces potentiels sont notés  $V_g$  pour la grille,  $V_d$  pour le drain,  $V_s$  pour la source et  $V_b$  pour le substrat.

Le fonctionnement du transistor MOS est souvent apparenté à celui d'un interrupteur commandé en tension avec deux états. Nous illustrons dans la Figure 1.2, le principe de fonctionnement dans le cas d'un NMOS.

-Dans la première configuration (1) la tension appliquée sur la grille est nulle ( $V_g=0V$ ) de sorte qu'aucun courant ne peut passer entre le drain et la source. Il n'y a pas de canal de conduction entre source et drain.

-Dans la seconde configuration (2) le transistor MOS est passant ( $V_g > 0$ ) et l'on module alors la quantité de porteurs dans le canal qui peuvent alors se déplacer entre le drain et la source.

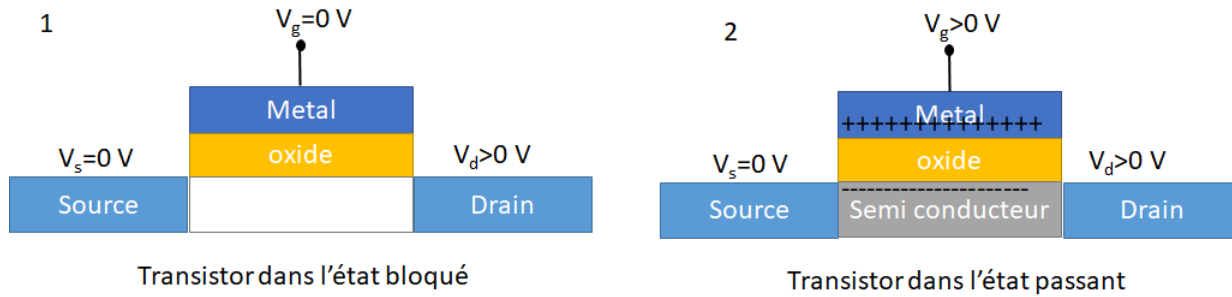


FIGURE 1.2 – Schéma de principe de fonctionnement du transistor NMOS. Dans l'état 1 il n'y a pas de champ vertical ( $V_g = 0$ ) et le transistor MOS est en configuration bloqué tandis que dans le l'état 2, le transistor MOS est passant ( $V_g > 0$ ) et  $V_{ds}$  sera positif.

Le transistor PMOS s'obtient par des dopages différents mais suit le même principe de fonctionnement que le NMOS à ceci près que le courant passant sera négatif et que la conduction sera assuré par des trous :

- Si le champ appliqué sur la grille est nul ( $V_g = 0V$ ) aucun courant ne peut passer entre le drain et la source.
- Si le transistor MOS est passant ( $V_g < 0$ ) nous modulons alors la quantité de porteurs dans le canal qui peuvent alors se déplacer entre le drain et la source.

Le semiconducteur sera la zone active dans laquelle le canal de conduction se formera, le dopage du semiconducteur sera Na (NMOS) ou Nd (pour un PMOS).

- La grandeur Na est une concentration de dopant de type accepteur.
- La grandeur Nd est une concentration de dopant de type donneur.
- ni est la densité intrinsèque de porteurs du semiconducteur.
- $\Phi_m$  est le travail de sortie de la grille.
- $\Phi_s$  est le travail de sortie du semiconducteur constituant le substrat.
- QSS est l'ensemble des charges piégées à l'interface oxyde/substrat et des défauts électriquement chargés présents dans le volume de l'oxyde de grille.

Une des grandeurs les plus caractéristiques du transistor MOS est le potentiel de Fermi noté  $\phi_f$ . Cette grandeur représente l'écart entre le niveau de Fermi extrinsèque et le niveau de Fermi intrinsèque. Autrement dit, c'est l'écart entre les niveaux de Fermi du semi-conducteur ayant une concentration de dopant donnée (de type accepteur, noté Na) et du semi-conducteur non dopé.

$$\phi_f = \frac{k_B T}{q} \ln\left(\frac{Na}{ni}\right) \quad (1.1)$$

Il est à noter que ni (la densité intrinsèque des porteurs du silicium) est de l'ordre de  $1.10^{10} \text{ cm}^{-3}$  à 300K. Dans les grandeurs importantes pour la suite, la tension de bandes plates ou "VFB" est la tension qu'il faut appliquer sur la grille du transistor MOS afin d'obtenir un potentiel de surface  $\Psi_S$  nul.

$$VFB = \Phi_m - \Phi_s - \frac{QSS}{C_{ox}} \quad (1.2)$$

### 1.1.3 La structure du transistor MOS dite "FDSOI" :

Un des résultats de la diminution des dimensions a été l'introduction de nouveaux éléments (pockets, LDD, etc) comme cela a été mentionné dans la partie précédente. En revanche pour descendre en dessous du noeud 40nm, de telles optimisations se sont révélées être difficile et le coût des machines permettant une telle finesse de dessin de

plus en plus chère. De plus de nouveaux effets dus aux réductions sont apparus tels que les effets de canaux courts. Si le 28 nm a toutefois été atteint en technologie "Bulk", un renouveau de l'architecture s'est avéré économiquement plus viable. C'est dans ce contexte qu'est né le 28 nm FDSOI ("Full Depleted Silicon On Insulator") qui est une technologie de transistor MOS sur film ultra fin. Un schéma de ce transistor MOS est donné en Figure 1.3.

L'architecture ne change pas de la technologie sur silicium massif ("Bulk"), seule la plaque de silicium utilisée n'est pas la même. En effet les transistors MOS créés sur la technologie FDSOI utilisent des plaques possédant un oxyde enterré appelé communément "BOX" (pour Buried Oxide), qui isole le canal, avec un film mince de silicium, du reste du semi-conducteur.

Ces plaques nécessitent des procédés de fabrication particuliers comme la technique de "Smart-cut" dont les détails peuvent être trouvés dans [8].

La technologie sera alors dite partiellement déplétée (ou PDSOI pour "Partially Depleted Silicon On insulator") lorsque l'épaisseur du film mince (noté  $t_{si}$ ) sera supérieure à la zone de déplétion du canal. La technologie sera dite complètement déplétée (ou FDSOI "Fully Depleted Silicon On insulator") si l'épaisseur du film mince ( $t_{si}$ ) est inférieure à la zone de déplétion.

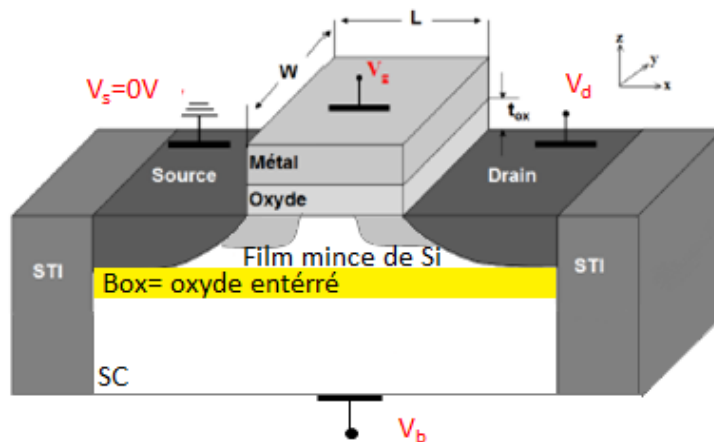


FIGURE 1.3 – Schéma simplifié du transistor MOS FDSOI. Avec  $L$  la longueur de grille et  $W$  la largeur de grille.

De plus la présence d'un film mince permet un meilleur contrôle électrostatique comme l'a montré [9] via des simulations 2D faites pour deux épaisseurs de  $t_{si}$  et dans le régime saturé  $V_d = V_g = 1V$ . Le résultat de la simulation est présenté en Figure 1.4 [10]. L'utilisation d'un film mince permet de réduire les fuites liées aux canaux courts [11], en limitant les extensions des lignes de courants vers le substrat comme illustré par le confinement des équipotentielles sur la simulation de la Figure 1.14. Cette architecture améliore aussi la variabilité statique [12].

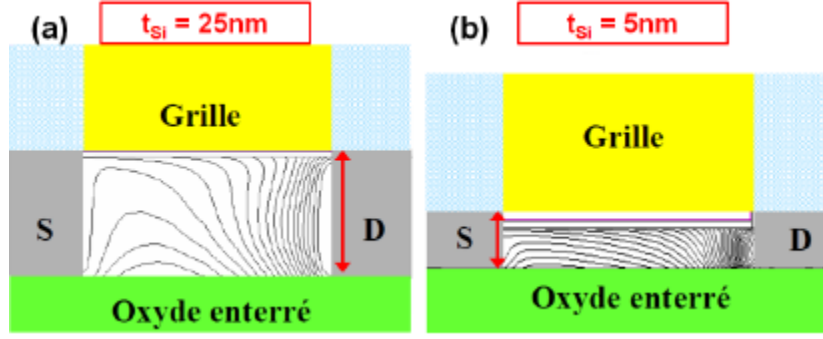


FIGURE 1.4 – Comparaison de la répartition des équipotentiels simulés dans le canal de conduction d’un transistor FDSOI à  $V_d = V_g = 1V$  pour deux épaisseurs  $t_{Si}$  de film de silicium : 25 nm (a) et 5 nm (b). Lorsque  $t_{Si} = 25$  nm, nous constatons un couplage latéral important entre la source et le drain, couplage qui disparaît lorsqu’il y a un film de silicium plus mince  $t_{Si} = 5$  nm. [9]

### 1.1.4 Paramètres caractéristiques et caractérisation d’un NMOS :

Nous rappellerons ici, les équations de base décrivant les régimes de fonctionnement du transistor NMOS, en fonction de la valeur du potentiel de surface  $\Psi_S$ . Une étude plus approfondie étant disponible dans [3, 13]

#### 1.1.4.1 Le régime d’accumulation : $\Psi_S < 0$ :

Le transistor NMOS sera en régime d’accumulation lorsque  $\Psi_S < 0$ , ce qui correspond à  $V_g < V_{FB}$ . Les trous, porteurs majoritaires dans notre cas, présents dans le volume du substrat de silicium, sont attirés vers l’oxyde de grille et s’accumulent à l’interface oxyde/semi-conducteur. Une couche enrichie de trous se forme au niveau de cette interface. Dans ce régime, la capacité équivalente de la structure résulte de l’association série des capacités d’oxyde de grille  $C_{ox}$  et d’accumulation  $C_{acc}$  comme décrit par l’équation (1.3).

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{acc}} \quad (1.3)$$

Où la capacité d’oxyde  $C_{ox}$  est définie dans l’équation (1.4) en fonction de la surface de la capacité MOS.

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{t_{ox}} \quad (1.4)$$

Nous précisons que  $\epsilon_0$  représente la permittivité diélectrique du vide,  $\epsilon_r$  représente la permittivité relative du matériau diélectrique et enfin  $t_{ox}$  est l’épaisseur d’oxyde de grille.

#### 1.1.4.2 Le régime de déplétion :

Le transistor MOS sera dans le mode de déplétion lorsque  $0 < \Psi_S < \phi_f$ , ce qui signifie qu’il a été appliqué une tension de grille  $V_g > V_{FB}$ . Il se crée alors une zone déplétée dépourvue de porteurs libres, les trous sont repoussés de l’interface oxyde/semi-conducteur. Cette zone de déplétion s’étend alors sur une profondeur  $t_{dep}$  donnée dans l’équation 1.15. De plus la charge de déplétion associée est proportionnelle à  $\sqrt{\Psi_S}$  dont l’équation est donnée dans l’équation 1.16 .

$$t_{dep} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{Si}\Psi_S}{qNa}} \quad (1.5)$$

$$Q_{dep} = -qNat_{dep} = -\sqrt{2Na\epsilon_0\epsilon_{Si}\Psi_S} \quad (1.6)$$

De plus  $q$  représente la charge élémentaire ( $1.60210^{-19}\text{C}$ ) et  $\epsilon_{Si}$  est la permittivité relative du silicium. La capacité équivalente de la structure est égale à l'association en série des capacités d'oxyde  $C_{ox}$  et de déplétion  $C_{dep}$  donné dans l'équation 1.7.

$$\frac{1}{C_{eq}} = \frac{1}{C_{ox}} + \frac{1}{C_{dep}} \quad (1.7)$$

Cette capacité peut aussi s'exprimer en fonction de  $\Psi_S$  donné dans l'équation 1.8.

$$C = \frac{C_{ox}}{1 + \sqrt{\frac{2\Psi_S C_{ox}^2}{qNa\epsilon_0\epsilon_{Si}}}} \quad (1.8)$$

#### 1.1.4.3 Le régime d'inversion faible : $\Psi_S < 2\phi_f$

Le transistor MOS sera dans le régime d'inversion faible lorsque  $\phi_f < \Psi_S < 2\phi_f$ , ce qui se traduit par  $V_{FB} < V_g < V_{th}$ , où  $V_{th}$  est la tension de seuil du transistor MOS. Cette tension de seuil est définie par l'équation 1.9

$$V_{th} = V_{FB} + 2\phi_f - \frac{Q_{dep}}{C_{ox}} \quad (1.9)$$

Avec  $Q_{dep}$  la charge de déplétion dans le canal. Cette tension de seuil est un paramètre fondamental du transistor MOS car celle-ci détermine la limite entre l'état bloqué et l'état passant. Nous atteignons la tension de seuil  $V_{th}$ , quand la concentration de porteurs minoritaires à proximité de l'interface oxyde/substrat devient égale à la concentration des porteurs majoritaires dans le substrat. Dans ce régime, les porteurs minoritaires (électrons) commencent à franchir la barrière de potentiel qui a été abaissée par la tension appliquée tandis que les porteurs majoritaires (trou) sont repoussés loin de l'interface oxyde/substrat.

La tension de seuil,  $V_{th}$  est donc atteinte quand  $\Psi_S > 2\phi_f$ .

#### 1.1.4.4 Le régime d'inversion forte : $\Psi_S = 2\phi_f$

Le transistor MOS atteindra ce régime lorsque  $\Psi_S > 2\phi_f$ , ce qui signifie que  $V_g > V_{th}$ . Dans cette configuration, le transistor MOS aura une concentration de porteurs minoritaires à l'interface oxyde/substrat bien plus grande que celle des porteurs majoritaires (les trous) dans le substrat.

Il est possible de distinguer alors deux régimes différents en fonction de la tension de drain ( $V_d$ ) :

- Si  $V_d < V_g - V_{th}$

Le transistor est dit en régime ohmique, ou en régime linéaire. Le courant de drain, (noté  $I_{d_{lin}}$ ), dépend linéairement de la tension  $V_d$ . Son équation est rappelée dans l'équation 1.10

$$I_{d_{lin}} \simeq \frac{\mu_{eff} C_{ox} W}{L} (V_g - V_{th}) V_d \quad (1.10)$$

Avec  $\mu_{eff}$  la mobilité effective des porteurs,  $W$  la largeur du canal et  $L$  la longueur du canal.

- Si  $V_d > V_g - V_{th}$  : Alors le canal de conduction ne fait plus toute la longueur du canal. On dit qu'il est pincé du

côté drain comme présenté sur la Figure 1.5.

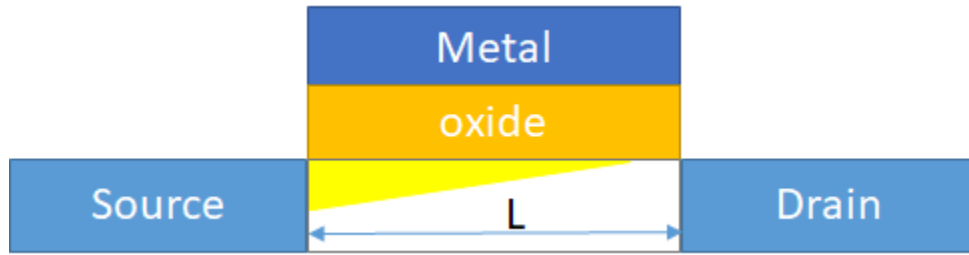


FIGURE 1.5 – Il y a un pincement du canal dans la configuration inversion forte pour  $V_d > V_g - V_{th}$ .

Plus  $V_d$  augmente et plus cette tendance s'accroît (le pincement se rapprochant de la source). De plus il est à noter que nous aurons une charge d'inversion quasi-nulle à proximité du drain. C'est ce qui est appelé le régime saturé et le courant dans cette configuration est appelé courant de saturation (noté  $I_{d_{sat}}$  et il ne dépend plus que faiblement de la tension de drain. Son expression est donnée dans l'équation 1.11 pour un canal long

$$I_{d_{sat}} = \frac{1}{2} \frac{\mu_{eff} C_{ox} W}{L} (V_g - V_{th})^2 \quad (1.11)$$

### 1.1.5 Caractérisation d'un transistor MOS :

Nous avons vu les différents régimes du transistor MOS dans la section précédente. Dans cette section nous allons introduire la manière de caractériser électriquement le transistor MOS, mais aussi nous allons définir certains paramètres et comment les extraire.

#### 1.1.5.1 La courbe de transfert $I_d(V_g)$ :

Cette courbe est une courbe fondamentale de la caractérisation des transistors MOS car elle permet d'extraire une grande partie de ses paramètres fondamentaux.

La Figure 1.6 présente une courbe caractéristique  $I_d(V_g)$  et les paramètres qu'il est possible d'en extraire.

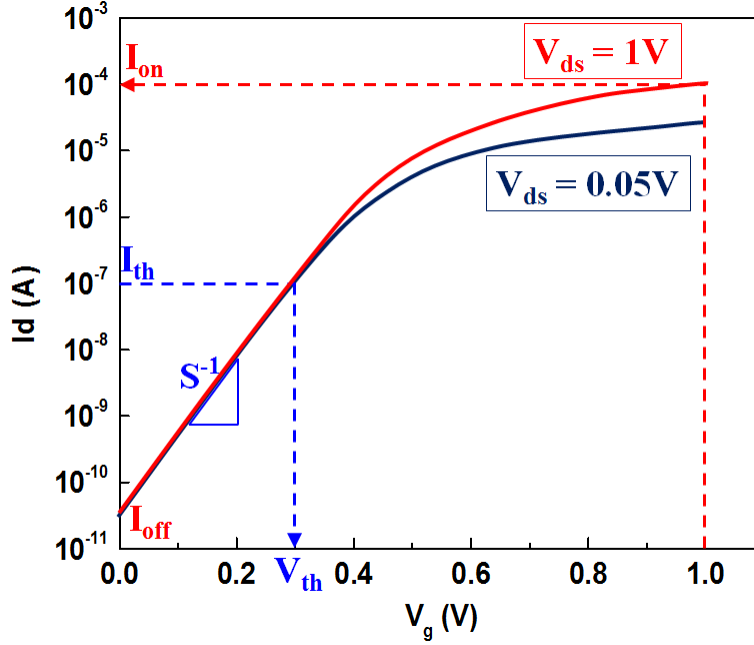


FIGURE 1.6 – Représentation schématique de la caractéristique  $I_d(V_g)$ , en échelle semi logarithmique, d'un transistor NMOS long avec  $W = L$  en régime linéaire ( $V_{ds} = 0.05V$ ) et en régime saturé ( $V_{ds} = 1V$ ). Les principaux paramètres caractéristiques sont  $I_{off}$ ,  $S^{-1}$ ,  $V_{th}$ ,  $I_{th}$ , et  $I_{on}$ . [14]

-Le régime sous le seuil est la zone de la courbe où la tension de grille  $V_g$  est inférieure à la tension de seuil. Alors il y a quelques porteurs qui passent la barrière, le courant qui en résulte peut s'exprimer par l'équation 1.12 (exprimé à partir du travail fait dans le manuscrit de thèse de D. Angot [14]).

$$I_{ds} = q\mu_0 \frac{W}{L_{eff}} \left( \frac{k_B T}{q} \right) C_d kT \left( 1 - \exp \left( \frac{qV_d}{k_B T} \right) \right) \exp \left( q \frac{V_g - V_{th}}{nk_B T} \right) \quad (1.12)$$

Où  $C_d$  est la capacité de déplétion du silicium massif et  $n$  le paramètre défini par l'équation 1.13 où  $d$  est un paramètre technologique du silicium.

$$n = 1 + d = 1 + \frac{k_b}{2\sqrt{2}\phi_f - V_b} \quad (1.13)$$

Il faut mentionner un impact capital pour les MOS, à savoir que le courant  $I_{ds}$  est exponentiellement dépendant de la tension de seuil, de sorte que la réduction de la tension de seuil due, à la miniaturisation des transistors entraîne une consommation exponentielle de celui-ci.

-Il est aussi possible d'extraire le facteur  $S^{-1}$  correspondant au coefficient directeur de la pente de la courbe de transfert en log-lin pour  $V_g < V_{th}$ . Ce paramètre correspond à l'inverse de la pente sous le seuil (noté SS pour "Subthreshold Slope") et qui s'exprime en mV/dec selon l'équation 1.14. Ce paramètre permet d'évaluer les performances de commutation d'un transistor.

$$SS = \frac{\partial V_g}{\partial \ln(I_{ds})} = n \frac{k_B T}{q} \ln(10) \quad (1.14)$$

Ce paramètre traduit l'augmentation de la tension de grille  $V_g$  nécessaire pour augmenter le courant  $I_{ds}$  d'une

décade, sa valeur théorique idéale étant de 60mV par dec à une température de 300K.

- Le courant de fuite, notée  $I_{d_{off}}$  (ou encore  $I_{off}$ ), est le courant consommé par le transistor MOS lorsque la tension de grille est nulle et que  $V_{ds}=V_{dd}$ . Ce paramètre résulte de la somme des courants tunnel (si  $V_g=0$ ) entre la grille, le substrat ( $I_{GB}$ ) et les extensions du drain ( $I_{GD}$ ) et de la source ( $I_{GS}$ ), mais aussi de la qualité des jonctions PN. La consommation des composants devient de plus en plus importante du fait du paramètre  $I_{off}$ , c'est un problème pour tous les appareils sur batteries.

-le paramètre suivant est  $I_{ON}$ , ce paramètre correspond au courant consommé par le transistor à sa valeur nominale d'utilisation (noté  $V_{dd}$ ). Nous atteignons  $I_{ON}$  lorsque  $V_g = V_{dd}$ .

Comme précisé dans la section 1.2.4.4, il existe deux configurations possibles, le régime linéaire ( $V_d \ll V_g - V_{th}$ ) et le régime saturé ( $V_d > V_g - V_{th}$ ). La Figure 1.6 présente les deux courbes correspondant à ces deux configurations.

-Un autre paramètre est le courant de seuil, noté  $I_{th}$ , il est donné dans l'équation 1.15 pour le transistor NMOS et pour le transistor PMOS en fonction de sa taille  $W \times L$  [15] car  $I_d$  varie en  $\frac{W}{L}$  :

$$I_{th} = A \frac{W}{L} \quad (1.15)$$

Avec  $A = -7.10^{-8}A$  pour un transistor PMOS et  $A = 3.10^{-7}A$  pour un transistor NMOS pour les technologies 28nm et 14nm FDSOI. Ce paramètre nous permet d'extraire la tension de seuil  $V_{th}$  à courant constant (il faut pour cela extraire l'abscisse de la courbe de transfert pour une ordonnée égale à  $I_{th}$ ). Il nous faut mentionner que la tension de seuil  $V_{th}$  peut être extraite par d'autre moyen que celui présenté ici, ces méthodes sont détaillées chez [16].

Il est à noter que le courant de fuite noté  $I_{off}$  comme expliqué précédemment conditionne la consommation des produits. Il peut être extrait à partir d'une courbe de transfert grâce à l'équation 1.16.

$$\log(I_{off}) = \log(I_{th}) - \frac{(V_{th})}{S} \quad (1.16)$$

S étant la pente sous le seuil, le courant  $I_{off}$  sera d'autant plus faible que la pente sous le seuil sera faible elle aussi.

Le paramètre suivant  $I_{ON}$  pourra être extrait dans le régime au delà du seuil. C'est le cas où le transistor MOS sera en régime d'inversion forte ce qui correspond à une tension de grille supérieure à la tension de seuil.

Le courant longitudinal du canal  $I_{ds}$  se déclinera en deux régimes, le régime ohmique (ou linéaire) et le régime saturé déjà décrit dans la section 1.2.4.

Dans le cas du régime ohmique, le courant longitudinal à travers le canal est donné par l'équation 1.17.

$$I_{d_{lin}} = \mu_{eff} C_{ox} \frac{W}{L_{eff}} \left( V_g - V_{th} - \frac{1}{2} n V_d \right) V_d \quad (1.17)$$

Il y aura un pincement du canal dans le régime linéaire lorsque  $V_{ds} = V_{dsat}$ . Si  $V_{ds}$  continue toutefois à augmenter, le point de pincement se déplacera vers la source. Et le transistor ne sera plu dans le régime linéaire mais dans le régime saturé. Le courant le long du canal est donné par l'équation 1.18

$$I_{d_{sat}} = \frac{1}{2} \mu_{eff} C_{ox} \frac{W}{L_{eff}} \frac{(V_g - V_{th})^2}{n} \quad (1.18)$$

De l'équation 1.18 il est possible d'extraire  $I_{ON}$  lorsque  $V_g = V_{dd}$ .

Il est à noter que  $I_{ON}$  sera d'autant plus fort que  $V_{th}$  est faible. De plus les transistor MOS doivent avoir leur valeur



de  $I_{off}$  la plus faible possible. Or ces deux paramètres sont dépendant de  $V_{th}$ , de sorte que moduler le  $V_{th}$  permet de moduler le ratio  $I_{ON}/I_{off}$  et donc de choisir le type d'application à laquelle le transistor MOS est destiné.

## 1.2 Variabilité des paramètres électriques du transistor :

La fabrication des transistors nécessite un grand nombre d'étapes de fabrication. De plus les paramètres du transistor définis dans la section précédente doivent respecter des spécifications précises afin d'être opérationnels ( $V_{th}$ ,  $I_{off}$ ,  $I_{ON}$ , SS, ou encore  $I_{din}$ ).

Or la miniaturisation entraîne une complexité croissante des machines, du nombre d'étape de fabrications que voient les transistors MOS, il en résulte que les paramètres électriques d'un transistor fluctuent d'un transistor à un autre. C'est la variabilité statique. Elle est propre à un fabricant et à une technologie donnée. Cette variabilité n'évolue pas au cours du temps.

En revanche lorsque la dérive des paramètres électriques est étudiée au cours du fonctionnement du transistor MOS (évolution temporelle), ces paramètres sont en mesure d'évoluer et de se dégrader. C'est ce que l'on appelle la variabilité temporelle. Cette section traitera de l'origine de ces deux types de variabilité.

### 1.2.1 Introduction des notions de variabilité :

La variabilité statique est définie comme étant la variabilité au temps zéro des transistors MOS, elle se traduit par une dispersion des valeurs des paramètres électriques des transistors MOS ( $V_{th}$ ,  $I_{off}$ ,  $I_{ON}$ , SS, ou encore  $I_{din}$ ). Si celle-ci n'est pas contrôlée, alors il y a un risque de dysfonctionnement des circuits. La variabilité est l'objet d'une attention toute particulière notamment lors de la phase de mise en production d'une technologie. Le but étant de déterminer les sources de variabilité les plus importantes et de les limiter. La variabilité au temps zéro est catégorisée en deux parties :

- La variabilité globale.
- La variabilité locale.

La Figure 1.7 tirée de [17,18] représente ces deux catégories et ce qu'elles englobent.

Les sources de la variabilité globale proviennent des différences entre les usines, les machines par lesquelles sont passées les plaques et qui donnent des différences entre les lots. De plus les étapes de fabrications peuvent introduire des différences d'homogénéité (comme les recuits ou l'implantation) au sein des plaques d'un même lot et même entre les puces d'une même plaque. La variabilité locale, intervient au sein d'une même puce, lorsque la distance entre les transistors MOS est aussi petite que le permet les règles de dessins. Cette variabilité tire son origine des variations stochastiques liées à la nature des matériaux et du dopage, elle est généralement appelée "mismatch stochastique". L'étude de la variabilité locale nécessite des structures et un environnement particulier qui sont en dehors du cadre de notre étude.

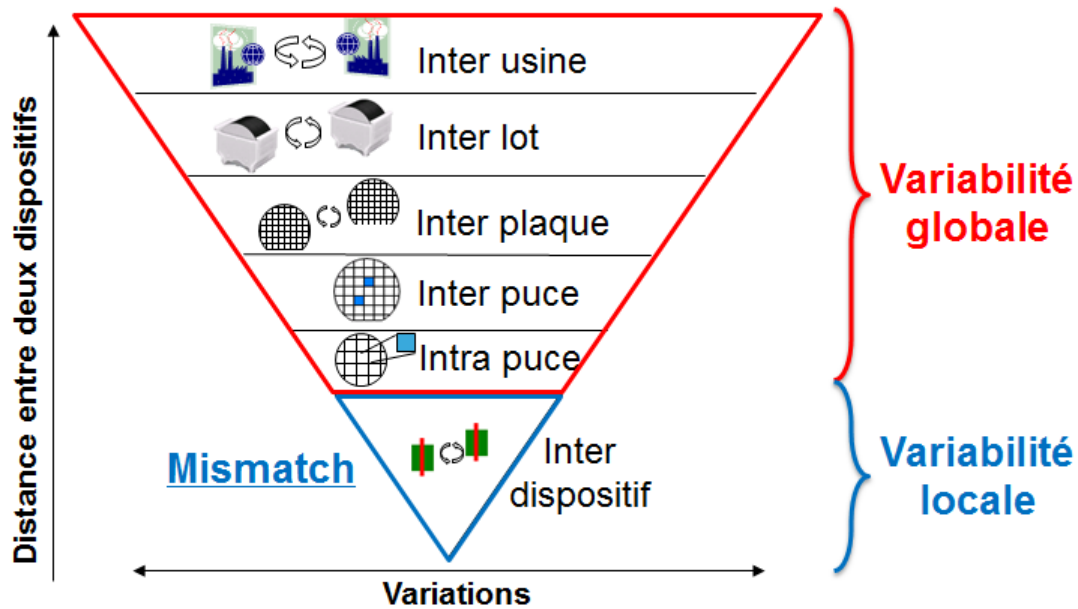


FIGURE 1.7 – Différents niveaux de variabilité des paramètres électriques des transistors : il est question de de variabilité globale lorsque nous comparons ces paramètres entre usines, lots, plaques, puces ou à l'intérieur d'une même puce et de variabilité locale lorsque la comparaison se fait entre deux transistors MOS indépendants et intégrés au sein d'une même paire de transistors. [18]

### 1.2.1.1 Variabilité statique :

La variabilité locale tire son origine de plusieurs sources comme la fluctuation de la répartition des dopants (ou Random Dopant Fluctuation), la rugosité de bord ou encore la granularité de la ligne métallique.

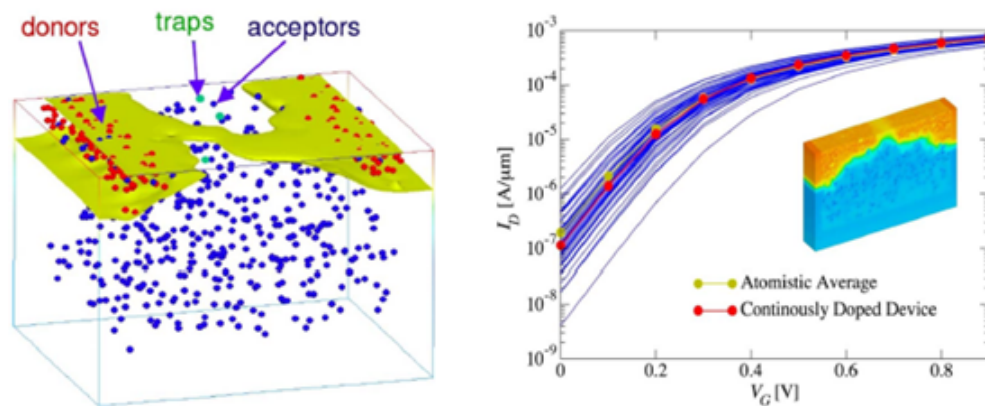


FIGURE 1.8 – (Gauche) Simulations atomistiques d'un transistor NMOS en technologie "Bulk"  $W=35\text{nm}$   $L=35\text{nm}$ . (Droite) Effet sur les courbes caractéristiques  $I_d V_g$ . [19]

L'architecture dite "Bulk" est particulièrement sensible au nombre de dopants dans le canal pour ses noeuds les plus avancés (c'est ce qui est appelé la fluctuation des dopants). Celle-ci a un impact direct sur la mesure des courbes de transferts  $I_d V_g$  comme nous le montre sur la Figure 1.8, où nous observons en effet une grande dispersion des

courbes.

Parmi les autres sources possibles, il y a la granularité du matériau de grille, en effet les grilles des transistors étant pour la technologie "Bulk" en polysilicium et en TiN pour le FDSOI. Ces grilles sont constituées de grains de tailles variables avec des orientations cristallines locales différentes ce qui donne des travaux de sorties différents pour chaque transistor MOS. Un exemple issue de simulation est donné en Figure 1.9.

La rugosité de bord est une autre source de variabilité [21]. Cette source de variabilité est principalement due aux procédés de gravure, appelé LER pour "Line Edge Roughness". Notons aussi les variations de longueurs de grille susceptibles d'entraîner une variabilité importante, cette source prenant de plus en plus d'importance avec la réduction de taille des transistors MOS dans la perspective d'augmenter l'intégration. La technologie FDSOI si elle limite certains des effets mentionnés au-dessus comme la fluctuation des dopants, elle en introduit de nouveaux du fait que son isolant est enterré ou "BOX", ou encore en raison de l'épaisseur du film mince en Si constituant le canal.

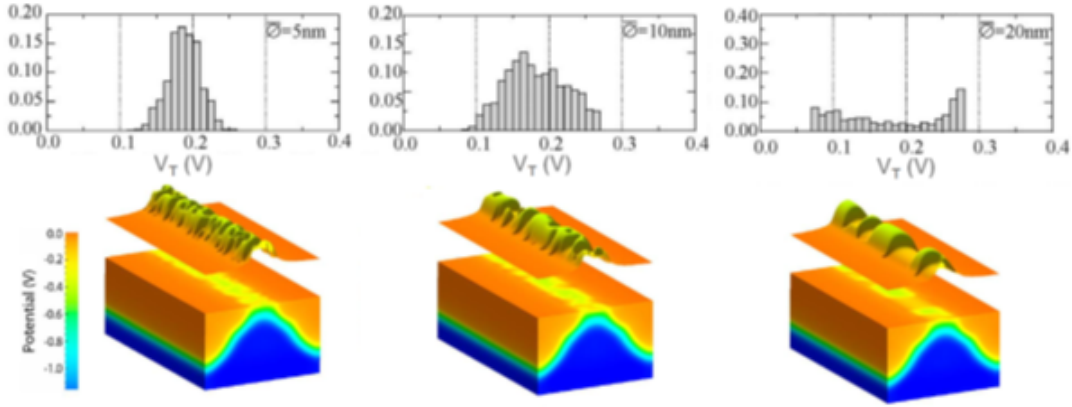


FIGURE 1.9 – Illustration de l'effet de MGG ("Metal Gate Granulosity") sur la distribution de  $V_{th}$  en fonction du diamètre moyen des grains ( $\theta$ ) dans la grille métallique sur un transistor de taille  $35 \times 35 \text{ nm}^2$  [16, 20].

L'étude de cette variabilité se fait à l'aide de mesures de la tension de seuil  $V_{th}$ , nous pouvons montrer qu'il existe un effet en  $W$  sur la variabilité de la mesure de  $V_{th}$  comme le montre la Figure 1.10.

La dépendance de  $\sigma$  en fonction de  $\frac{1}{\sqrt{WL}}$  peut être simulé par le modèle de Pelgrom. Ce modèle repose sur le fait que chacune des sources de variabilité s'exprime sous la forme d'une variable aléatoire suivant une loi normale. Le paramètre  $A_{\delta V_{th}}$  représente le contrôle de la variabilité statique,  $\delta V_{th}$  étant la différence de  $V_{th}$  entre deux transistor supposés identiques ("Mismatch"). Le paramètre  $A_{\delta V_{th}}$  est défini dans l'équation 1.19.

$$A_{\delta V_{th}} = \sigma_{\delta V_{th}} \sqrt{WL} \quad (1.19)$$

Le paramètre  $A_{\delta V_{th}}$  nous permet alors d'évaluer la variabilité statique d'une technologie. Il s'extrait à l'aide d'une régression linéaire sur un diagramme de Pelgrom (graphique où nous traçons  $\sigma_{\delta V_{th}}$  en fonction de  $\frac{1}{\sqrt{WL}}$ ).

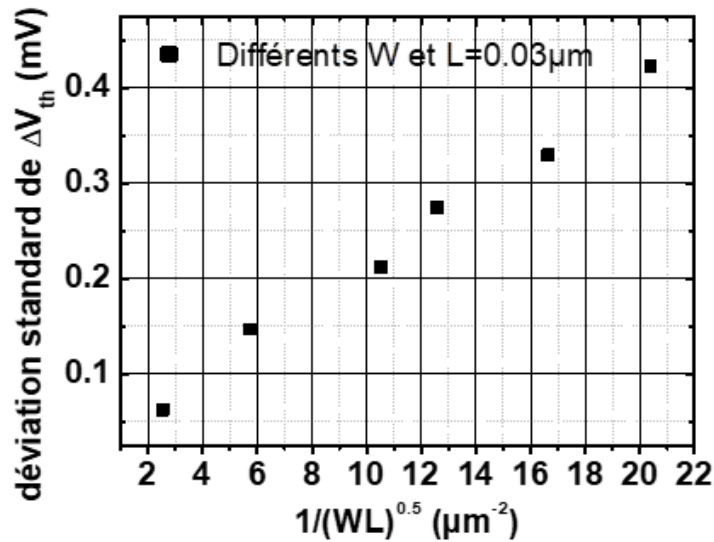


FIGURE 1.10 – Évolution de sigma ( $\Delta V_{th}$ ) en fonction de  $W\mu\text{m}$  pour un  $L$  de  $0.03\mu\text{m}$ . Mesure faite pour un échantillonnage de 60 transistors

### 1.2.1.2 Variabilité dynamique induite par le NBTI :

Dans le but de construire des modèles de dégradation pour les mécanismes comme le HCI ou le NBTI, un grand nombre d'expériences est réalisé et montre, qu'à des conditions de stress identiques, il existe une variabilité de la dérive des paramètres tels que  $\Delta V_{th}$ . La Figure 1.11 nous donne une bonne représentation de la dispersion du  $V_{th}$  pour des technologies avancées.

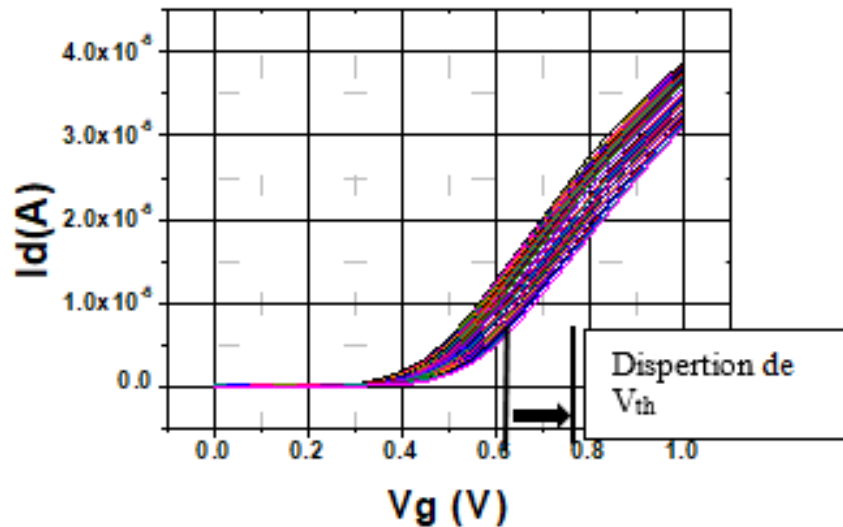


FIGURE 1.11 – Courbes de transfert  $I_d V_g$  mesurées après stress électrique pour un échantillonnage de 1060 transistors à un temps de mesure identique.  $V_{th}$  est extrait pour chaque transistor à la l'aide du courant de seuil  $I_{th}$ .

La prédiction des durées de vie, visant à garantir un taux de défaillance donné pour des conditions de stress données, repose sur la connaissance de cette variabilité.

### 1.3 Techniques de caractérisation :

Cette partie portera sur les techniques de caractérisation des transistors MOS et sur les paramètres qui nous ont permis d'évaluer la variabilité temporelle et la dégradation des transistors MOS

#### 1.3.1 Les conditions de dégradation :

Parmi les dégradations qui peuvent intervenir dans le vieillissement et la défaillance des transistors MOS, il y a trois types de dégradations majeures : Le claquage des oxydes appelé TDDB ("Time-dependent gate oxide BreakDown") et qui n'est pas l'objet de notre étude. Celui-ci intervient lorsqu'une très forte polarisation (proche de la tension de claquage du transistor MOS) est appliquée sur la grille. La dégradation par injection de porteurs chauds HCI ("Hot Carrier Injection") est une dégradation qui intervient lorsqu'il est appliqué une polarisation sur le drain égale ou proche de celle qui est imposée sur la grille. Ce type de défaillance fait l'objet de nombreuses publications et ne sera pas traité dans cette thèse.

Et enfin la dégradation des paramètres électriques en température sous polarisation ou NBTI ("Negative Bias temperature instability"). Cette dégradation intervient pour des polarisations de grille plus ou moins importantes (au moins de l'ordre de la tension nominale d'utilisation). C'est cette dégradation qui va faire l'objet de notre étude.

#### 1.3.2 Mesure standard de la dégradation NBTI

Le NBTI est une dégradation observable sur les PMOS.

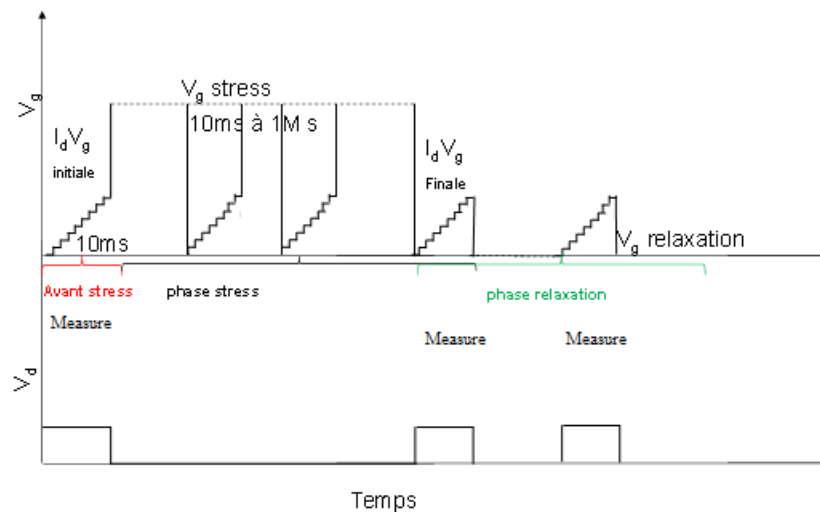


FIGURE 1.12 – Chronogramme des tensions de stress lors d'une mesure BTI de type DC. Les escaliers sont des phases de mesures correspondant à des rampes de polarisation

Le protocole expérimental permettant de faire des mesures BTI et HCI est identique, seules les polarisations appliquées sur la grille et le drain seront différentes. Pour cela il faut utiliser des SMU ("Source Measure Unit") afin d'appliquer les tensions sur la grille et le drain, nous permettant de mesurer le courant circulant dans le canal de la structure. Les chronogrammes de la Figure 1.12 illustrent les phases de mesures de la dégradation NBTI sur la grille et le drain . Il s'agit de la méthode MSM ("Measure Stress Measure").

Dans un premier temps, il faut mesurer la courbe  $I_d V_g$  d'un transistor non dégradé et sans le dégrader (par la condition de caractérisation), puis il faut appliquer une tension de stress sur la grille (noté  $V_{g_{stress}}$ ) pendant un temps de quelques millisecondes (limite de contrôle des SMU). Puis il faut répéter les séquences de caractérisation

$I_d V_g$  pendant le stress afin de voir l'évolution de  $V_{th}$  au cours du temps. La phase de relaxation commence alors immédiatement après le stress et il est possible d'utiliser une tension de relaxation noté  $V_{grelaxation}$ . La caractérisation de la phase de relaxation se fait de la même manière que la phase de stress par l'utilisation de courbes  $I_d V_g$ . Notons enfin que les phases de stress peuvent être constituées de tensions continues (DC) ou périodiques (AC)

### 1.3.3 Techniques de mesures :

#### 1.3.3.1 Délai de mesure :

L'utilisation de SMU pour mesurer une séquence MSM est relativement lente, puisqu'il faut environs 35 ms pour faire la mesure dont nous extrairons  $V_{th}$ , cette méthode est qualifiée de "quasi-statique". Cependant des travaux [23, 24, 25] sur le délai de mesure montre qu'il y a un impact important sur la mesure du NBTI. En effet la dégradation du NBTI guérit une fois que le stress est arrêté et ses paramètres électriques retournent vers leur valeur d'origine avec une dynamique particulière. Ce délai de mesure est essentiellement dû aux limitations des SMU, matrice de relais etc. La Figure 1.13 schématise cet effet de temps de délais pour la phase de stress. De plus le temps de mesure a un impact sur la valeur mesurée et plus ce temps est long et plus la dégradation effective est sous-estimée. Ces mesures ont pour but l'élaboration d'un modèle prédictif, de sorte que des résultats sous-estimés entraînent un modèle optimiste qui peut mettre en danger l'application finale. De plus nous ignorons quel est le comportement de la relaxation pour les temps courts.

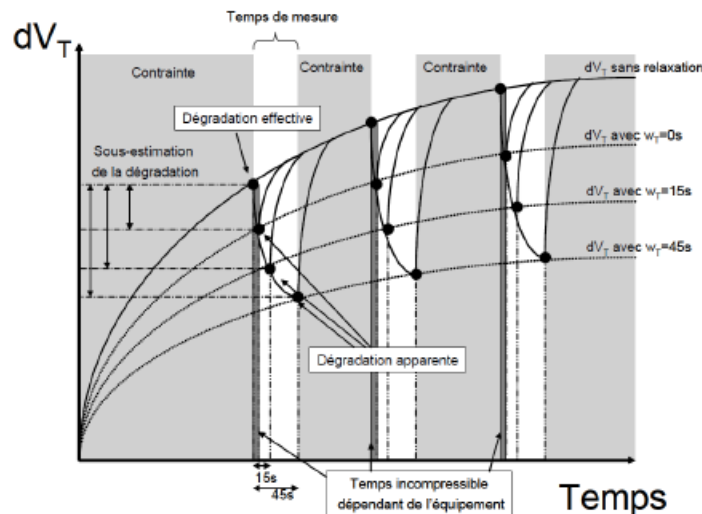


FIGURE 1.13 – Effet de la relaxation BTI sur l'évaluation de la dégradation [26].

#### 1.3.4 Mesure OTF "On-The-Fly"

Afin d'éviter cet effet du délai de mesure, la mesure à la volée, dite OTF ("On-The-Fly") a été développée dans le but d'extraire directement  $\Delta V_{th}$  à partir des variations du courant de drain  $I_d$  durant la contrainte NBTI [26, 27] sans phase de relaxation. Les chronogrammes de cette méthode peuvent être trouvés dans [26]. Cette mesure permet donc de s'affranchir des effets de délai lors de la contrainte, en revanche elle nécessite la mesure d'un courant de référence du courant de drain (noté  $I_{d0}$ ) au début de la contrainte. Ce courant doit être mesuré après un certain temps de stress. Ce temps de stress minimum (noté  $t_{s0}$ ) est inévitable et induit une erreur sur l'ensemble de la mesure. Il sera alors difficile d'évaluer cet impact sur la valeur de  $\Delta V_{th}$  extraite. Et si cet impact n'est pas pris

en compte, alors nous induisons un autre artefact dans la valeur de  $\Delta V_{th}$  extraite. Cette méthode est aujourd'hui considérée comme désuète par l'ensemble de la communauté.

### 1.3.4.1 Les mesures rapides :

C'est dans ce contexte que de nouveaux outils ont été développés afin de faire des mesures plus rapides. Les chronogrammes de ces mesures sont basés sur la méthode MSM en revanche ces mesures sont plus complexes à faire car il faut utiliser un instrument adapté tel qu'un Agilent B1530 avec des modules de mesure WGFMU ("Waveform Generator Fast Measurement Unit") et le logiciel adhoc. Toutefois, cet appareil permet des mesures de courant rapides de l'ordre de la microseconde pour notre gamme de courant. Les spécifications de cet équipement sont données dans le tableau suivant.

Gamme de courant	Temps de délai sur la mesure	Temps de mesure minimum	bruit sur la mesure
10 mA	125 ns	20 ns	1.9 $\mu\text{A}$
1 mA	200 ns	40 ns	280 nA
100 $\mu\text{A}$	820 ns	130 ns	47 mA
10 $\mu\text{A}$	5.8 $\mu\text{A}$	1 $\mu\text{A}$	2.5 mA
1 $\mu\text{A}$	37 $\mu\text{A}$	10 $\mu\text{A}$	425 pA

Table 1.1 : Temps de mesure et de délai en fonction des gammes de courant mesuré à l'aide du B1530 et le bruit sur la mesure [28]. Nos mesures sont proches de la troisième ligne de ce tableau.

De plus l'utilisateur doit préciser le calibre de mesure du courant. Cette information est très importante car la mesure se fait sur 3 décades de courant en-dessous de cette valeur et rien au-dessus de cette valeur rentrée. Par exemple pour un calibre de  $10^{-3}\text{A}$ , la mesure ne pourra capturer précisément le courant qu'entre  $10^{-3}\text{A}$  et  $10^{-6}\text{A}$ . Cela aura un impact important sur le délai mais aussi sur la précision de mesure de sorte qu'une partie de la mesure nous inaccessible. De plus il est impossible de faire des mesures en dessous de  $10^{-7}\text{A}$ . Nous notons aussi que le maximum de précision sera obtenu pour une mesure d'une décade de courant en dessous du calibre sélectionné. Il faut noter que des structures débitant plus de courant permettent des mesures plus rapides, ce qui nous encouragera par la suite à choisir des dispositifs avec une largeur de grille (W) assez importante pour obtenir des mesures rapides et précises tout en conservant une longueur aussi petite que le permet la technologie étudiée afin de pouvoir extraire  $V_{th}$  à la valeur de  $I_{seuil}$  par exemple. En considérant l'équation 1.15 si nous choisissons par exemple une structure PMOS  $W=1\mu\text{m}$  et  $L=1\mu\text{m}$  alors le courant  $I_{seuil} = -7.10^{-8} \frac{10^{-6}}{10^{-6}} = -7.10^{-8}\text{A}$  ce qui sera en dehors de la fenêtre de mesure.

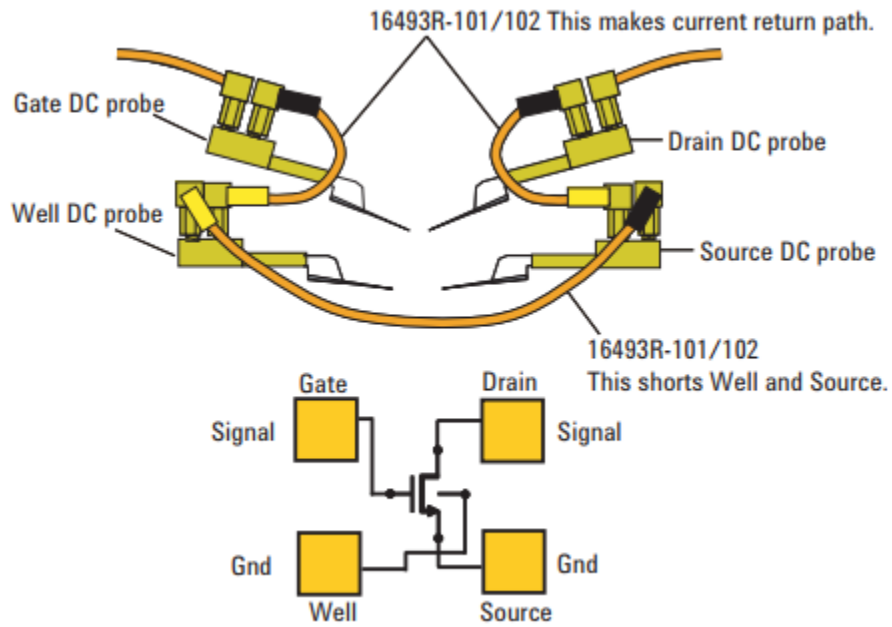


FIGURE 1.14 – Schéma du montage permettant des mesures rapides [29].

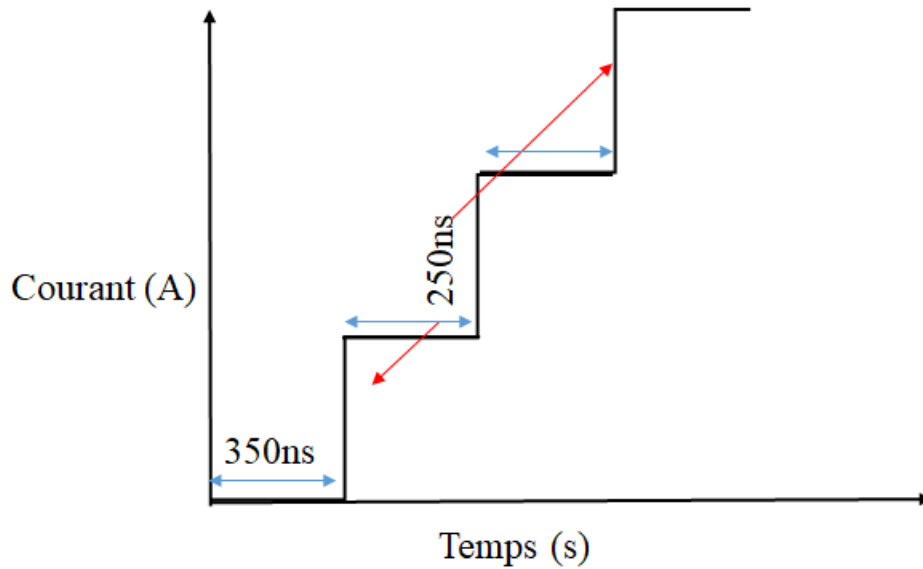


FIGURE 1.15 – Schéma de la mesure  $I_d V_g$  permettant de caractériser les transistors MOS.

C'est la raison pour laquelle nous travaillons sur des structures de  $W=5\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$  de sorte que nous obtenons un courant de  $I_{seuil} = -710^{-8} \frac{510^{-6}}{0.0310^{-6}} = 1.1610^{-5}\text{A}$ . Enfin la mesure peut se faire en utilisant comme pour les autres tests des cartes à pointes, fabriquées spécialement pour faire des mesures NBTI rapides, ou bien à l'aide de pointes individuelles en utilisant des micro-manipulateurs. Le schéma de montage des mesures rapides est donné en Figure 1.14 dans le cas où sont utilisées des pointes individuelles.



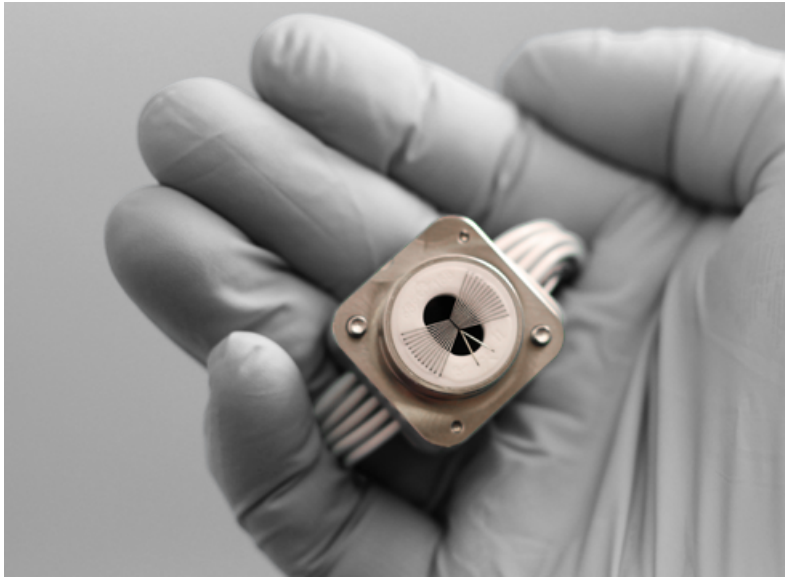


FIGURE 1.16 – Image d’une carte équivalente à celle que nous avons testée et évaluée durant la thèse issues d’un concurrent (Céladon)

Dans le cas où nous utilisons des cartes à pointes dédiées, le schéma électrique est identique, la seule différence est qu’il faut placer des bouchons de masse en sortie des pointes posées sur les électrodes du "Bulk" et de la "Source". Une mesure  $I_d V_g$  se fait sous la forme d’un escalier dans lequel est ajouté un temps d’attente supplémentaire afin de stabiliser la mesure et de faire une mesure moyenne sur chaque marches, comme le montre le chronogramme qui est donné en Figure 1.15.

Il est à mentionner que nous avons testé de nouvelles cartes à pointe développées en collaboration avec l’entreprise Synergie Cad. La Figure 1.16 montre une carte à pointe équivalente de chez Celadon un concurrent de Synergie Cad.

Dans le cas où la mesure se fait à l’aide de quatre pointes dont deux sont reliées aux modules de mesures WGFMU. Il est alors possible d’appliquer une tension ou un courant à travers ces pointes de manière synchronisée. Les deux autres pointes quant à elles sont reliées à la masse ou éventuellement à un SMU.

Cette expérience ne nous permet pas de polariser "rapidement" le "Bulk " ou la "Source" (autrement dit toutes les polarisations seront désynchronisées des voies connectées aux WGFMU). Toutefois il est possible d’avoir un B1530 avec plus de WGFMU.

Une boucle de masse est aussi présente dans cette configuration, elle relie les quatre pointes à la masse de l’appareil réduisant de ce fait le bruit de mesure.

Par la suite sauf précision contraire, toutes les mesures  $I_d V_g$  suivent cette configuration où nous faisons vingt-et-un plateaux de mesure, ce qui fera une caractérisation en  $12.6 \mu s$  (voir le schéma reporté en Figure 1.15).

#### 1.3.4.2 Les paramètres observés :

Comme introduit dans la partie 1.2, nous utiliserons les courbes  $I_d V_g$  afin de mesurer la tension de seuil et son évolution temporelle  $V_{th}$ . La Figure 1.17 présente une courbe  $I_d V_g$  pour un transistor PMOS au temps  $t_0$  et après dégradation à l’aide d’un B1530. De plus, la précision de la mesure dépendra du calibre qui aura été choisi au préalable.

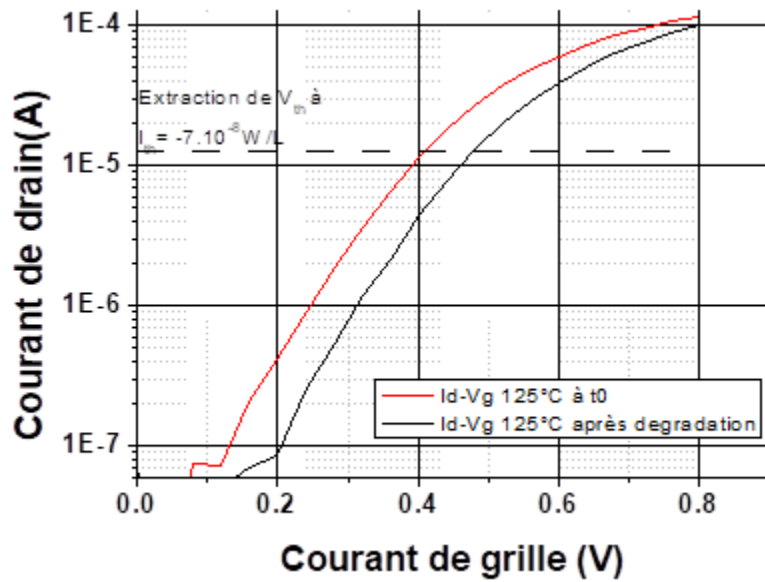


FIGURE 1.17 – Courbe  $I_d V_g$  au temps initial et après dégradation à 125 °C.

De la Figure 1.17 il est possible d’extraire la tension de seuil au cours du temps et donc de représenter sa dérive  $\Delta V_{th}$  pendant la phase de stress comme présentée sur la Figure 1.18.

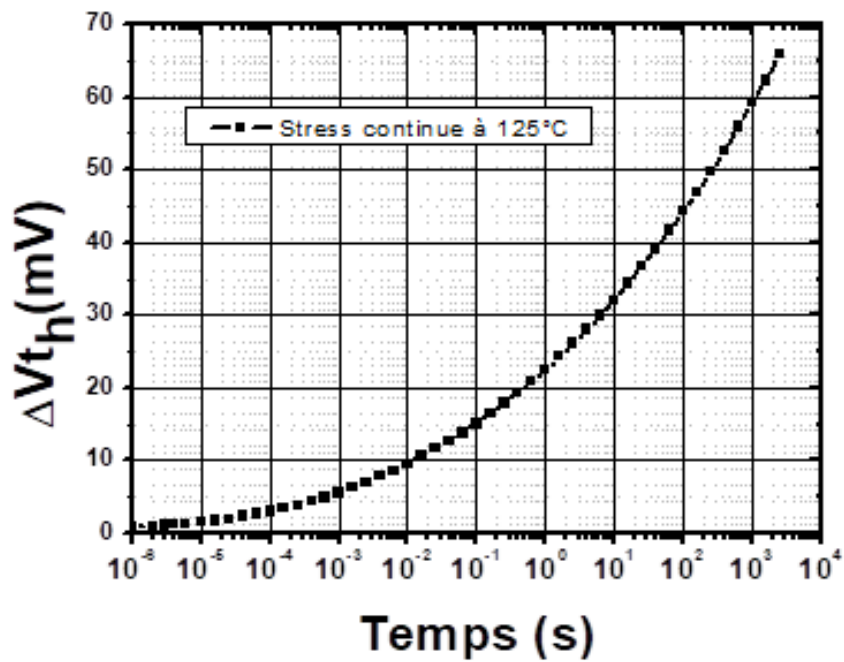


FIGURE 1.18 – Dégradation de la tension de seuil au cours d’un stress continu à 125 °C sur un transistor PMOS ( $W=5\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$ ) en 28nm FDSOI.

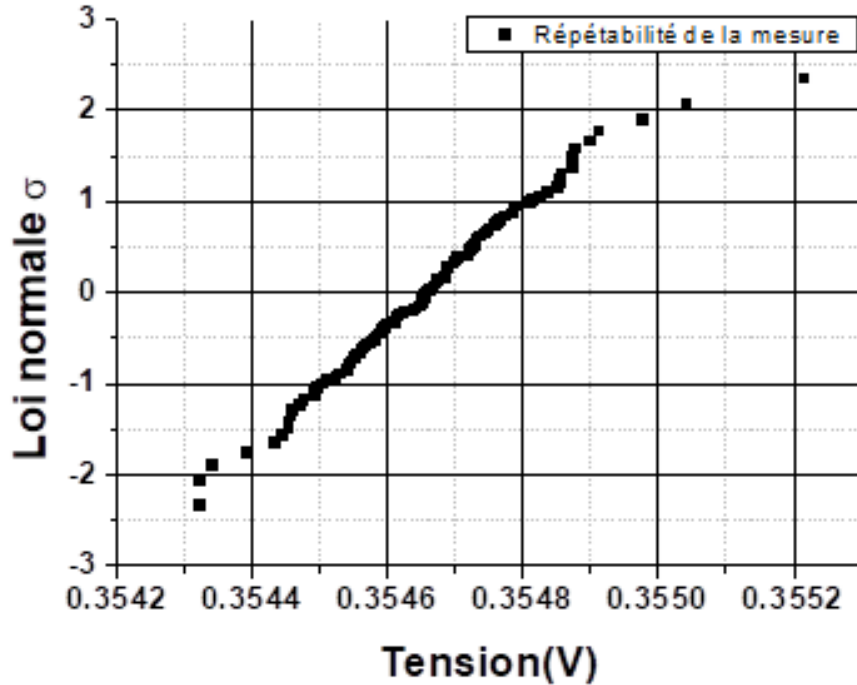


FIGURE 1.19 – Répétabilité de la mesure de  $V_{th}$  sur un transistor PMOS  $W=5\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$  en 28nm FDSOI.

De plus, nous avons évalué la précision de mesure de  $\Delta V_{th}$  à l'aide du B1530, pour un calibre maximisant la précision de mesures autour du courant de seuil  $I_{th}$ . Nous avons fait une centaine de mesure à la suite de la valeur de  $V_{th0}$  sur la Figure 1.19 afin d'évaluer l'erreur propre à la mesure dans une configuration de mesures de  $V_{th}$  avec cet appareil sans dégrader le transistor MOS. Cette mesure de la répétabilité nous fournit une déviation standard de 0.15mV, l'écart maximal étant de l'ordre de 0.8mV.

### 1.3.4.3 Impact du délai de mesure :

Comme présenté dans la partie 1.3.4.1 sur les effets de délai de la mesure et du manque de précision induit sur la construction d'un modèle de durée de vie, la comparaison directe de mesures lentes et rapides réalisées sur un transistor MOS GO1 du noeud 100nm illustre bien les écarts entre les différents types de mesures.

Nous avons fait des mesures rapides et lentes à la tension nominale d'utilisation de la technologie à 125°C. Les données en noir sur la Figure 1.20 présentent les mesures les plus rapides, la courbe en rouge présente la même mesure à laquelle nous avons ajouté un temps de délai avant mesure de 2ms. Cette figure montre l'effet du délai sur la sous-estimation de la dégradation du NBTI sur les anciennes architectures de type "Bulk". La Figure 1.21 présente des résultats similaires pour une technologie 28 nm FDSOI. Les mesures lentes dans la Figure 1.21 ont un délai de 60s avant la mesure.

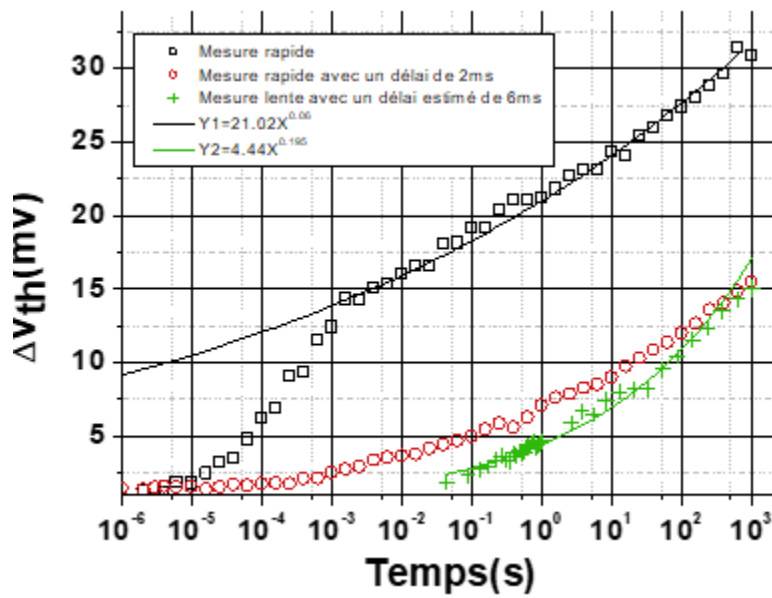


FIGURE 1.20 – Évaluation des effets de délai entre mesures lentes et mesures rapides sur une technologie 100 nm dite "Bulk".

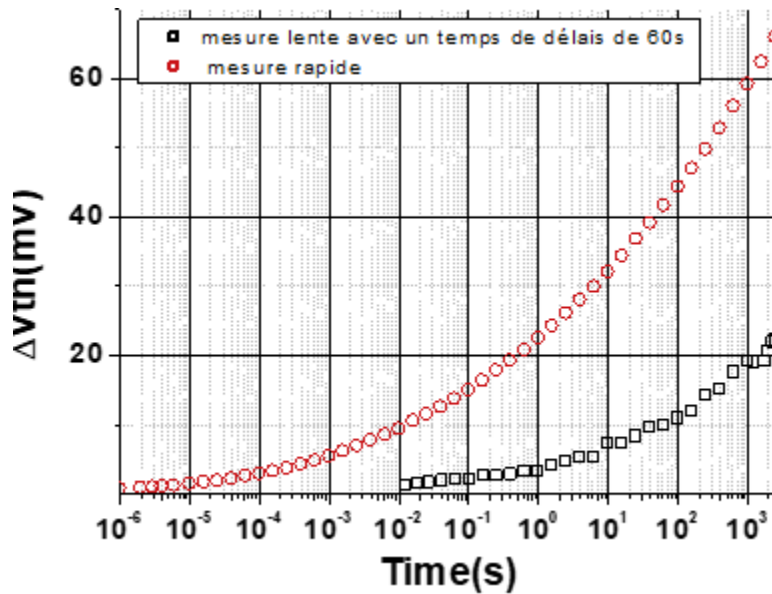


FIGURE 1.21 – Évaluation des effets de délai entre mesures lentes (2 ms) et mesures rapides (12  $\mu$ s) sur une technologie 28 nm FDSOI.

Ces deux figures nous montrent que les mesures lentes sous estiment une partie importante de la dégradation que ce soit sur technologie "Bulk" comme sur la technologie FDSOI. De plus nous avons tracé les lois en puissance sur la Figure 1.20 pour les mesures les plus rapides et les mesures les plus lentes. La différence de l'exposant de puissance est flagrante puisque nous passons de 0.06 pour les mesures les plus rapides à un exposant de 0.195 pour les plus lentes. Nous observons que les architectures "Bulk" comme FDSOI présentent le même comportement face au temps de délais et nous pouvons voir que plus le temps de délai est important et plus la dégradation mesurée est sous-estimée.

De plus, la Figure 1.22 montre que l'effet de délai vient de la relaxation. Du fait que la relaxation est mesurée à l'aide de mesures lentes, nous avons un temps de délai de l'ordre de quelques millisecondes. Considérant le marquage en rouge sur la Figure 1.22 faite avec des mesure rapides, alors nous retrouvons bien la dégradation prévue par les mesures lentes sur la Figure 1.20.

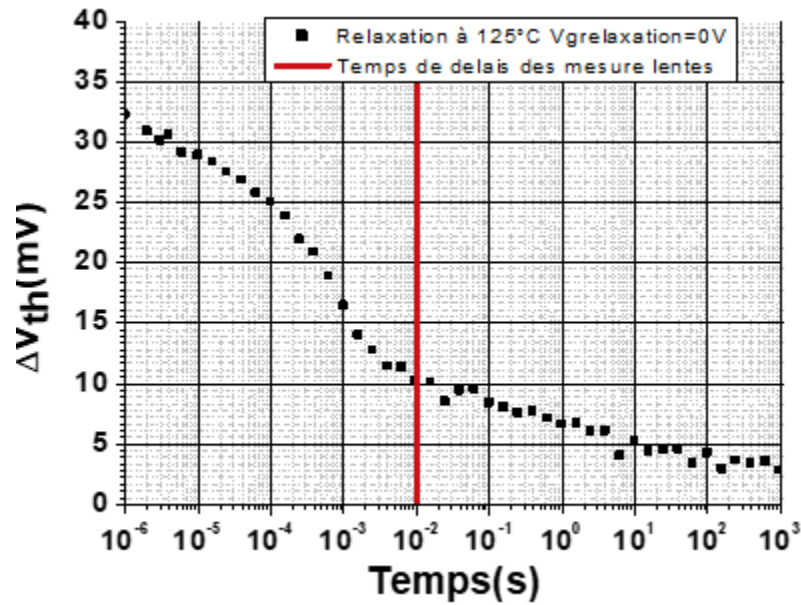


FIGURE 1.22 – Relaxation mesurée avec la technique de mesure rapide à la suite de la dégradation faite à 125°C sur la technologie "Bulk" du noeud 100 nm présenté sur la 1.20.

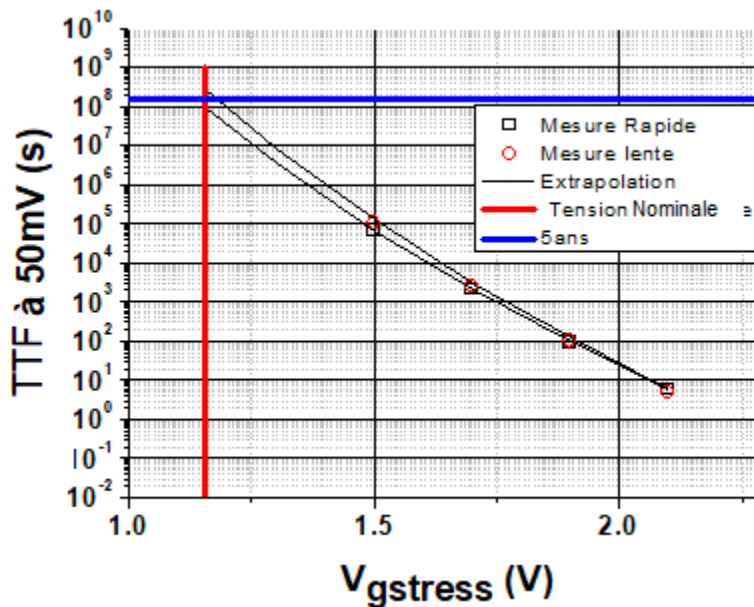


FIGURE 1.23 – Mesure des durées de vie à 50 mV à une température donnée et extrapolation de la durée de vie à la tension nominative d'utilisation pour cette même température.

Cette différence de dégradation en fonction du type de mesures est particulièrement flagrante la Figure 1.22.

En effet nous observons que le délai des mesures lentes fait que nous sous estimons la dégradation d'un facteur trois environ. Or les critères de fiabilité actuel imposent que les transistors MOS doivent avoir une dégradation de leur paramètre  $\Delta V_{th}$  inférieure à 50mV après cinq années de stress DC à la tension nominale d'utilisation à leur température maximale ou dix années avec un stress AC de 50%. Ne pouvant passer cinq à dix années à tester les composants en conditions réelles avant de les vendre, il faut utiliser des stress accélérés à partir desquels il est possible d'extrapoler une durée de vie. Or les phénomènes de relaxation rapide (voir Figure 1.22) sont à l'origine d'un effet de délai de mesure qui va avoir un effet déterminant sur les mesures de  $\Delta V_{th}$  et sur le modèle qui en découle. La Figure 1.23 montre la réduction des durées de vie du fait des mesures rapides lors de l'extrapolation des durées de vie aux tensions nominales d'utilisation. Il faut préciser que l'extrapolation est basique dans cet exemple car une loi logarithmique simple est utilisée pour mettre en exergue ce phénomène.

## 1.4 Les types de défauts de l'interface SiO<sub>2</sub>/ Si :

### 1.4.1 Les types de défauts intervenant dans le NBTI :

Considérant les transistors massifs de type "Bulk" et les transistors sur film mince FDSOI, la dégradation NBTI agit pour ces deux architectures sur l'oxyde de grille. Les effets de changement de procédés ou l'introduction de nouveaux matériaux nécessitent l'étude des mécanismes de dégradation. Pour cela nous appliquons des stress en tension, en température, en fréquence, selon des temps de stress différents afin de caractériser et de mettre en exergue chaque mécanisme et ses dépendances. De plus la présence d'un oxyde enterré (BOX) va introduire une modification du contrôle électrostatique. Nous allons donc dans un premier temps introduire les types de défauts qui interviennent dans la dégradation NBTI en fonction de la nature des couches rencontrées. Ces défauts sont des défauts d'interface mais aussi les défauts dans le volume de l'oxyde.

#### 1.4.1.1 L'interface SiO<sub>2</sub>/Si

Considérant les propriétés structurales du SiO<sub>2</sub> et du Si, ce dernier a une structure cristalline de type diamant dans laquelle l'atome de silicium est relié à quatre autres atomes de silicium. La distance interatomique est de l'ordre de 2.3 Å [31].

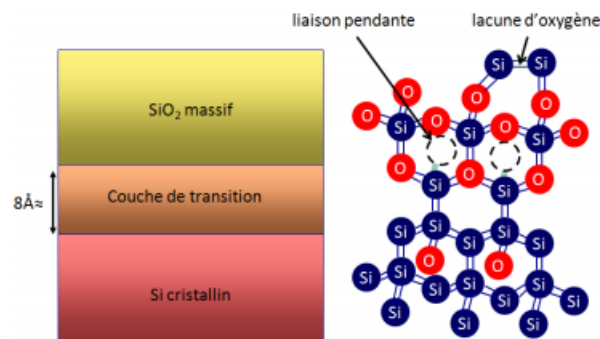


FIGURE 1.24 – Schéma de la structure atomique du système Si/SiO<sub>2</sub> mettant en évidence la couche de transition d'environ 8 Å dans laquelle le SiO<sub>2</sub> est sous stoéchiométrique, ainsi que les deux principaux types de défauts dus au désaccord de maille (liaison pendante et lacune d'oxygène).[30]

L'oxyde de silicium (SiO<sub>2</sub>) a une structure amorphe dans laquelle chaque atome de silicium est au centre d'un

tétraèdre de quatre atomes d'oxygène. La distance interatomique Si-O est de l'ordre de 1.6 à 1.8 Å de sorte qu'elle est inférieure à celle du silicium cristallin. Il y a donc une différence de maille entre ces deux couches.

L'architecture d'un transistor MOS planaire est schématisée sur la Figure 1.24. Il y aura donc un silicium cristallin au niveau du canal. De plus nous aurons un oxyde de grille en SiO<sub>2</sub> massif et entre les deux, une couche d'interface ou couche de transition appelé "interface layer" (IL) .

Les conséquences seront la création d'une couche d'interface de quelques Å permettant de passer du silicium cristallin à l'oxyde de silicium amorphe, pouvant s'étendre sur environ 2 à 10 Å [32], comme illustré sur la Figure 1.24. Les liaisons pendantes que nous aurons alors à cette interface se comporteront comme des défauts de type interstitiel.

#### 1.4.1.2 Les défauts de type Pb center :

Ces défauts sont des défauts d'interfaces intervenant au niveau de la couche de transition entre le silicium du canal et le SiO<sub>2</sub> de l'oxyde de grille. En effet du fait du désaccord de maille entre le Si cristallin et le SiO<sub>2</sub> amorphe, des atomes de silicium se retrouvent liés à seulement trois autres atomes de silicium. De sorte que l'atome avec une liaison pendante devient électriquement actif. Ces liaisons pendantes ont été mises en évidence en 1971 [33] à l'aide des mesures de résonance paramagnétique électronique (RPE). Ces défauts ont été appelés centre Pb, (centre paramagnétique de site de résonance d'indexe b). De plus deux types de centres Pb ont été mis évidence : les Pb<sub>0</sub> et les Pb<sub>1</sub>.

-Les Pb<sub>0</sub> sont des défauts où il manque une liaison Si (de formule chimique  $\cdot \equiv Si_3$  où le symbole  $\cdot$  représente un électron non apparié). [34]

-Les Pb<sub>1</sub> des défauts donnant la configuration suivante (de formule chimique  $Si_2 = Si \cdot - Si \equiv Si_2O$ ). [35]

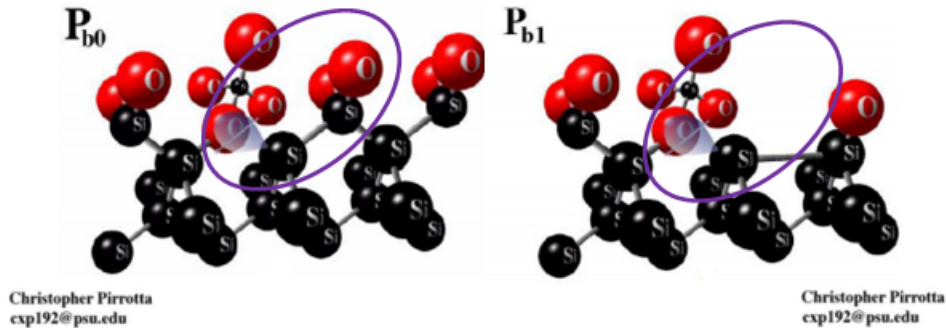


FIGURE 1.25 – Schéma de la structure atomique des centres Pb<sub>0</sub> et Pb<sub>1</sub> [36].

La Figure 1.25 représente les deux configurations des centres Pb. L'analyse de ces défauts a aussi montré que les centres Pb<sub>1</sub> étaient moins nombreux que les centres Pb<sub>0</sub> [37]. Ces défauts sont dit amphotères ce qui signifie qu'ils peuvent piéger à la fois des trous et des électrons. Le modèle SRH [38] ("Shockley Read Hall") permet de modéliser le remplissage et le vidage de ces pièges.

Le fait que ces défauts soient actifs électriquement impactent le fonctionnement du transistor MOS, en particulier V<sub>th</sub> de sorte que la contribution de ces défauts au  $\Delta V_{th}$  (noté  $\Delta V_{th_{Nit}}$ ) est donné par l'équation 1.20.

$$\Delta V_{th_{Nit}} = \frac{q\Delta N_{it}}{C_{ox}} \quad (1.20)$$

Où  $q\Delta N_{it}$  est la variation du nombre de porteurs piégés dans ces défauts et  $C_{ox}$  est l'épaisseur d'oxyde. Du fait du très grand nombre de centres Pb, une étape de recuit à haute température (environ 400 °C) est effectuée afin de réduire leur nombre sous une atmosphère riche en hydrogène [39] ou en deutérium afin de neutraliser électriquement ces pièges en fixant un atome d'hydrogène sur les liaisons pendantes. Cette étape est appelé la passivation.

### 1.4.1.3 Les défauts en profondeur : E' center

Les pièges d'interface ne sont pas les seuls défauts qui ont été mis en exergue. D'autres défauts interviennent en profondeur dans le volume de l'oxyde de grille. Ces défauts ont pour origine des lacunes d'oxygène mais aussi des atomes interstitiels d'oxygène [40]. Ces défauts peuvent prendre les variations suivantes :

- les lacunes d'oxygène :  $O_3 \equiv Si-Si \equiv O_3$
- les ponts peroxydes :  $O_3 \equiv Si-O-O-Si \equiv O_3$
- les atomes d'oxygènes non liants :  $O_3 \equiv Si-O \cdot$
- les atomes de silicium trivalent (défauts E') :  $O_3 \equiv Si \cdot$
- les atomes de silicium bivalent :  $O_2 \equiv Si \cdot \cdot$

Les deux défauts majoritaires dans l'oxyde sont les lacunes d'oxygène et les centres E'[41]. Les lacunes d'oxygène ne forment pas des défauts électriquement actifs (aucun électron non apparié), en revanche la liaison Si-Si peut être rompue de manière privilégiée car son énergie de barrière n'est que de 2eV contre 5eV pour une liaison Si-O [42]. La rupture de cette liaison donne alors un atome de silicium trivalent, appelé défaut E', électriquement actif. Ce défaut est représenté sur la Figure 1.26.

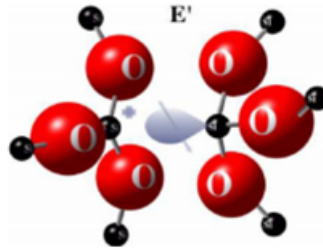


FIGURE 1.26 – Schéma d'un centre E', résultant d'une absence ou rupture de liaison Si-Si. Un des deux atomes de Si se retrouve avec un électron non apparié et le second avec un trou [36].

De plus le défaut E' se décline lui-même sous deux formes, les défauts de type E' $\delta$  et E' $\gamma$ . [40, 43] :

- Le défaut E' $\delta$  se caractérise par le fait que l'électron et le trou sont partagés de façon équitable entre les deux atomes de silicium.
- Le défaut E' $\gamma$  se caractérise par le fait que lors de la capture d'un trou, l'atome de silicium se déplace pour former une liaison avec un atome d'oxygène voisin, donnant une charge positive au centre.

### 1.4.2 Les défauts de type centre Kn :

La nitruration du SiO<sub>2</sub> a entraîné l'apparition de nouveaux défauts, ces défauts sont appelé centre Kn et ont été mis en évidence à l'aide de mesures RPE [44]. Ces défauts correspondent à des liaisons pendantes de silicium dans lesquelles l'atome de silicium est lié à trois atomes d'azote et dont les seconds plus proches voisins sont susceptibles d'inclure de l'oxygène [44, 45, 46]. Les centres Kn sont localisés à l'interface Si/SiO<sub>2</sub> et se comportent électriquement comme un piège d'interface [44,46]. Les centres Kn étant directement liés aux procédés de fabrication nitrurant l'oxyde de grille, ils pourraient expliquer la dépendance entre le NBTI et la nitruration.

### 1.4.3 Les défauts propres au dispositif high- $\kappa$ :

Dans les dispositifs les plus avancées (28 nm et 14 nm), un changement majeur est intervenu dans l'empilement de grille puisque le SiO<sub>2</sub> ou le SiON a été remplacé par un matériau high- $\kappa$ . Ce matériau de formule chimique



HfO<sub>2</sub> ou oxyde d'hafnium (dont la base l'hafnium (Hf) de numéros atomique Z=72 du tableau de Mendeleiev). Ces matériaux ont des propriétés électroniques remarquables, notamment lors d'interactions avec des ligands qui sont décrites par la théorie dite des champs cristallins.

L'oxyde d'hafnium tout comme l'oxyde de silicium présente des défauts, parmi ceux-ci nous pouvons rapporter :

- Les lacunes d'hafnium mais celle-ci ne semblent pas avoir d'impact électrique car il n'introduit pas de défauts dans la bande interdite du HfO<sub>2</sub> [45].
- L'oxygène interstitiel, en effet il a été démontré par [46] à l'aide de la théorie fonctionnelle de densité (Density-Functional Theory) [46] qu'il est possible que de l'oxygène migre vers des sites interstitiels [45]. Ce défaut peut être neutre mais il peut aussi être chargé négativement (jusqu'à deux charges négative).
- Les lacunes d'oxygène (noté VO), ces lacunes peuvent apparaître dans le HfO<sub>2</sub> est prendre les états de charge (VO<sup>+</sup>, VO<sup>++</sup>, VO<sup>-</sup>, VO<sup>--</sup>).

## 1.5 Conclusion

Ce premier chapitre a pour but de présenter le domaine de la micro-électronique mais aussi de donner au lecteur une compréhension basique dans un premier temps du sujet, mais aussi des notions propres à la microélectronique, à la fiabilité et au NBTI. Nous avons notamment introduit la structure du transistor MOS, puis les différents régimes de fonctionnement ont été traités. Nous avons aussi introduit les différences entre les technologies FDSOI (ayant un oxyde de grille de type high- $\kappa$ ) comme le 28nm FDSOI ou le 14 nm FDSOI et les technologies "Bulk" (comme le 40 nm) ayant un oxyde de grille en SION.

La courbe de transfert a aussi été introduite, celle-ci permettant d'extraire différents paramètres, notamment la tension de seuil  $V_{th}$  dont sa dérivée  $\Delta V_{th}$  permet de mesurer la dégradation NBTI et nous avons mentionné d'autres paramètres qui pourront être extrait de la courbe de transfert.

La notion de variabilité sur les transistors a ensuite été présenté et nous avons fait la dichotomie entre variabilité statique et dynamique.

Puis nous avons présentés les différentes techniques de mesures (lente, rapide, OTF) et les chronogrammes permettant de faire des mesures NBTI. Nous avons aussi mentionné les spécificités et les difficultés que présentent les mesures rapide mais aussi les avantages qu'elle permettent d'obtenir. De plus la problématique liée au délai de mesures sur la caractérisation et plus particulièrement la relaxation a été introduite. Nous avons montré dans des cas pratique les effets du temps de délai sur les technologies "Bulk" et "FDSOI" l'impact que peut avoir le temps de délai sur la mesure de la dégradation.

Enfin il a été présenté à la fin de ce chapitre les différents types de défauts qui ont été reportés dans la littérature et qui sont susceptibles d'intervenir dans la dégradation NBTI. Les défauts propres à l'interface Si/SiO<sub>2</sub> :

- Les défauts centre Pb.
- Les défauts centre E'.

Puis nous avons introduit les défauts propre à la nitruration :

- Les défauts centre Kn.

Enfin les défauts propre aux matériaux high- $\kappa$  ont été introduits :

- Les lacunes d'hafnium.
- Les lacunes d'oxygène.
- L'oxygène interstitiel.

## Chapitre 2

# Le NBTI : Littérature et modèles :

### 2.1 Introduction :

Le NBTI est connu depuis les années 1960-1970 [47, 48, 49], toutefois c'est un phénomène qui est devenu critique pour l'industrie depuis les années 2000 du fait de la miniaturisation toujours plus agressive des transistors. Le NBTI est devenu depuis ces vingt dernières années l'un des principaux modes de dégradations des transistors MOS, de sorte que la fabrication des transistors MOS doit prendre cet élément en compte afin de satisfaire les critères de fiabilité. Ces critères ne sont pas imposés par la communauté scientifique et chaque fabricant peut avoir ses propres critères. Toutefois un consensus entre les fabricants considère qu'il ne faut pas dépasser 50mV de dégradation pour un stress continu (où stress DC) de cinq années ou pour dix années de fonctionnement de circuit. Dans cette perspective, de nombreux groupes ont travaillé à l'élaboration de modèles pour ce mode de dégradation. Dans ce chapitre nous rappellerons dans un premier temps ce qu'est le NBTI et les difficultés à le caractériser. Puis nous introduirons les modèles de la littérature les plus simples et leurs hypothèses même si ceux-ci datent d'avant l'ère des mesures rapides. Puis nous introduirons les modèles les plus récents de la littérature et leurs limitations. Enfin nous présenterons de nouveaux outils d'analyse du NBTI afin de mieux comprendre le NBTI et ses composantes.

Dans ce chapitre toutes les données expérimentales sont des courbes moyennées (issues d'au moins cinquante dispositifs mesurés individuellement) réalisées sur des transistors PMOS en 28nm FDSOI ( $W=5 \mu\text{m}$  et  $L=0.03 \mu\text{m}$ ) sauf indication contraire.

Le NBTI (Negative Bias Temperature Instability) a été observé la première fois en 1966 par Miura et Matukura [47]. C'est un sujet qui est resté pendant longtemps un sujet secondaire de la littérature, toutefois depuis les années 1990, ce sujet est devenu bien plus important du fait des risques de défaillances de produits, autrement dit c'est devenu un sujet majeur de la fiabilité des composants pour l'industrie. En terme de publication, la Figure 2.1 nous montre l'engouement du sujet dans la littérature au point qu'il y a eu près de six mille publications sur le sujet entre 2006 et 2016 [50]. Le nombre de publications tend à montrer que la communauté a beaucoup de mal à comprendre tous les aspects de cette dégradation et à la modéliser.

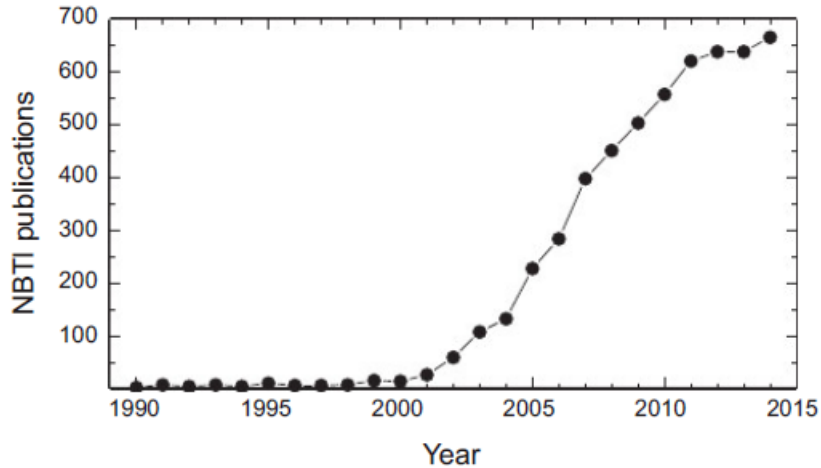


FIGURE 2.1 – Nombre de publication sur le NBTI depuis les années 1990.

Il faut prendre en compte le fait que depuis les années 2000, les méthodes comme les composants ont évolué. Le JEDEC ("Joint Electron Device Engineering Council") propose une méthodologie de mesure standardisée avec une configuration minimum nécessaire (Equipements, structure de test) [51, 52, 53] permettant la reproductibilité des résultats et l'assurance que la qualification des produits des différentes compagnies est faite de la même manière [52]; ou du moins qu'un minimum en ce qui concerne les spécificités des appareils de mesure soit commun. Le NBTI peut être défini comme étant la dérive des paramètres électriques du transistor MOS lorsque celui-ci est soumis à une tension pour une température donnée. Les paramètres électriques en question englobent entre autres le courant de fuite, la mobilité, la transconductance, la tension de seuil). Depuis sa découverte, les méthodes de test, les structures, et les figures de mérite ont changé. Le critère le plus sensible au NBTI est la tension de seuil  $V_{th}$ , c'est donc ce paramètre qui est mesuré afin d'obtenir une mesure la plus fine possible de la dégradation qu'induit le NBTI sur les transistors MOS. La dégradation NBTI se caractérise par le fait que la celle-ci peut relaxer après la phase de stress. Le NBTI se décompose donc en deux phases, la phase de stress et la phase de relaxation. La procédure de mesure a été introduite dans le chapitre 1, sous le nom de technique de mesure MSM (Mesure Stress Measure). Cette mesure est utilisée pour caractériser le stress comme la relaxation, la relaxation pourra éventuellement être faite à une autre tension que  $V_{g_{relaxation}}=0V$ , cette technique de mesure pouvant être rapide ou lente en fonction de l'instrumentation utilisée.

## 2.2 Les modèles de la littérature :

Afin de comprendre le comportement et la cinétique du NBTI, il faut se pencher sur le travail réalisé depuis 1966 dans le domaine de la modélisation et les mécanismes physiques responsables de la dégradation. Dans le domaine de la modélisation il faut distinguer deux ères différentes :

- L'ère des mesures lentes.
- L'ère des mesures rapides.

En effet les modèles de l'époque des mesures lentes semblaient assez efficaces et relativement simples d'utilisation reposant sur des concepts physiques plausibles jusqu'à l'apparition des mesures rapides qui ont mis ces modèles en défaut. Toutefois certaines hypothèses physiques ont survécu et ont été intégrées à des modèles récents plus complexes. Dans cette section nous allons présenter ces modèles et leurs limitations.

## 2.2.1 Les modèles de NBTI basés sur les mesures lentes :

### 2.2.1.1 La modélisation du stress :

Initialement la dégradation a été associée à la génération de défauts de type centre Pb. Autrement dit à la génération d'états d'interfaces entre l'oxyde de grille et le substrat noté  $N_{it}$ . Ces défauts prennent leur origine dans la dé-passivation de liaisons Si-H donnée dans l'équation 2.1.



Ce premier modèle qui a permis de décrire la génération d'états d'interface sous contrainte NBTI est le modèle RD (réaction-Diffusion) décrit par Jeppson et Svenson en 1977 [54] puis formalisé par Ogawa [55] et amélioré depuis [56].

Le modèle peut être expliqué par le fait que la contrainte électrique entraîne une dépassivation des liaisons Si-H à l'interface et il y a alors diffusion des atomes d'hydrogène libérés dans l'oxyde de grille. Ces atomes d'hydrogène peuvent alors se recombinaison avec des liaisons pendantes de Si ou bien former des espèces  $H_2$ . Ces espèces  $H_2$  peuvent elle aussi diffuser dans l'oxyde de grille. La Figure 2.2 propose un schéma simplifié du modèle RD.

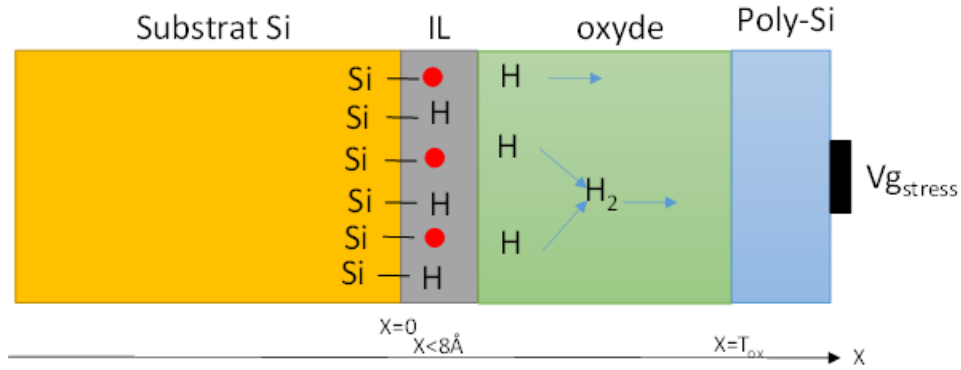


FIGURE 2.2 – Illustration du modèle RD. Les ronds rouges correspondent aux liaisons pendantes après dépassivation des liaisons Si-H par la contrainte NBTI.

Les équations du modèle RD [56] sont des équations différentielles couplées. Ces équations sont données dans les équations 2.2 à 2.6.

$$\frac{dN_{it}}{dt} = k_f (N_0 - N_{it}) - k_R N_{it} N_H^0 \quad (2.2)$$

$$\frac{\delta}{2} \frac{dN_H^0}{dt} = D_H \frac{dN_H^0}{dx} + \frac{dN_{it}}{dt} - \delta k_H [N_H^0]^2 + \delta k_{H_2} N_{H_2}^0 \quad (2.3)$$

$$\frac{\delta}{2} \frac{dN_{H_2}^0}{dt} = D_{H_2} \frac{dN_{H_2}^0}{dx} + \frac{\delta}{2} k_H [N_H^0]^2 - \delta k_{H_2} N_{H_2}^0 \quad (2.4)$$

$$\frac{dN_H}{dt} = D_H \frac{d^2 N_H}{dx^2} - k_H N_H^2 + k_{H_2} N_{H_2} \quad (2.5)$$

$$\frac{dN_{H2}}{dt} = D_{H2} \frac{d^2 N_{H2}}{dx^2} + \frac{1}{2} k_H N_H^2 - \frac{1}{2} k_{H2} N_{H2} \quad (2.6)$$

L'équation 2.2 représente la passivation/de-passivation des liaisons Si-H. Où  $k_F$  est le taux de dissociation,  $k_R$  le taux de réaction,  $N_0$  la densité initiale de liaisons avant le stress,  $N_{it}$  est la densité d'états d'interface et  $N_H^{(0)}$  est la densité d'hydrogène à l'interface Si/diélectrique. L'équation 2.3 et l'équation 2.4 correspondent aux flux des espèces diffusantes que sont l'hydrogène (H) et le dihydrogène (H2) perpendiculairement à l'interface le long de l'axe x. Les équations 2.5 et 2.6 décrivent la diffusion le long de l'axe x de l'hydrogène (H) et du dihydrogène (H2). Les termes  $K_H N_H^2$  et  $K_{H2} N_{H2}$  incluent la conversion H-H2 dans le cadre du modèle RD. Les termes  $K_H$  et  $K_{H2}$  dans les équations 2.3 à 2.6 correspondent aux taux de génération et de dissociation du H2.  $D_H$  et  $D_{H2}$  sont les coefficients de diffusion des espèces H et H2. Les termes  $N_H$  et  $N_{H2}$  sont les concentrations atomiques des espèces H et H2. Le terme  $\delta$  est l'épaisseur de la couche d'interface (noté IL "Interface Layer"). De plus le terme  $K_F$  est défini par l'équation 2.7.

$$k_F \approx P_h N_0 P_T \exp(\gamma_T E_{ox}) \exp\left(\frac{a E_{ox}}{k_B T}\right) \quad (2.7)$$

Où  $P_h$  est la concentration de trous dans la couche d'interface et  $P_T$  est le pré-facteur de probabilité tunnel des trous (indépendant du champ) donné par l'équation 2.8.

$$P_T \approx \exp(\gamma_T E_{0x}) \exp(\sqrt{m_{ox} \varphi_{bh}}) \quad (2.8)$$

Il faut noter que  $m_{ox}$  est la masse effective de l'oxyde [56] tandis que  $\varphi_{bh}$  est la hauteur de barrière des trous par effet tunnel.

-Le facteur  $\exp(\gamma_T E_{ox})$  de l'équation 2.7 correspond au facteur de piégeage tunnel des trous dépendant du champ avec une accélération en champ noté  $\gamma_T$ .

-Le facteur  $\exp\left(\frac{a E_{ox}}{k_B T}\right)$  est le facteur de dissociation assisté en champ des liaisons Si-H, (avec  $a$  le moment dipolaire efficace et  $k_B$  le facteur de Boltzmann et  $T$  la température).

-L'accélération en champ de génération des  $N_{it}$  (noté  $\gamma_{it}$ ) pouvant être calculée avec l'équation 2.9 :

$$\gamma_{it} = \gamma_T + \frac{a}{k_B T} \quad (2.9)$$

Ce modèle poussé dans sa forme la plus complexe a été présenté par M.A.Alam [57] et peut conduire à une cinétique de génération de  $N_{it}$  complexe, où s'enchaînent différentes phases caractérisées par la dominance de mécanismes différents, un schéma est donné dans la Figure 2.3.

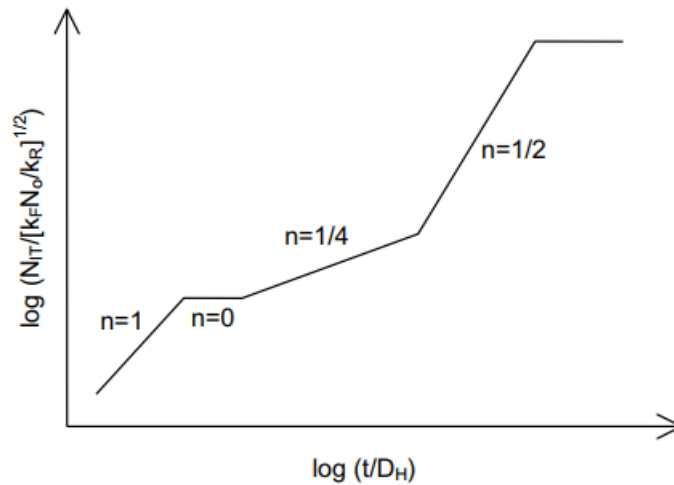


FIGURE 2.3 – Les cinq régimes de la génération d'états d'interface au cours du temps obtenus d'après le modèle RD de M.A.Alam [57].

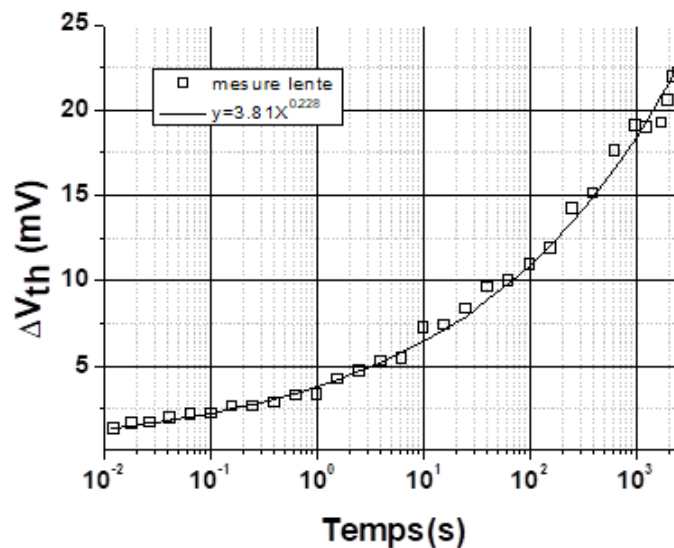


FIGURE 2.4 – Comparaison entre le modèle en  $At^n$  et les mesures lentes sur un transistor PMOS 28nm FDSOI  $W=5\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$  à  $125^\circ\text{C}$ .

De ces cinq phases, la seule vraiment observable expérimentalement est la phase pour laquelle  $n=1/4$ . Toutefois, nous pouvons voir sur la Figure 2.3 que les cinq étapes peuvent être modélisées par une loi en puissance [57].

Il est aussi possible d'identifier la nature de ces cinq phases dans le cadre de ce modèle :

- La première phase étant la réaction dissociant les liaisons Si-H.
- La seconde phase correspond à la mise en équilibre entre la dissociation et la recombinaison des liaisons Si-H.
- La troisième phase correspond à la diffusion de l'hydrogène dans l'oxyde de grille, c'est aussi la seule phase expérimentale observable par la caractérisation.
- La quatrième phase correspond au fait que l'hydrogène atteint l'interface entre l'oxyde de grille et la grille.
- La cinquième phase est la phase de saturation où toutes les liaisons Si-H ont été brisées et où la génération d'interface sera nulle.

La contrainte NBTI est donc modélisée depuis ses débuts à l'aide de lois du type  $t^n$ . (où  $t$  représente le temps). Comme nous pouvons le voir sur la Figure 2.4 la confrontation du modèle aux données semble assez efficace et la loi en puissance est proche de la valeur théorique de  $n=1/4$  que propose le modèle RD de M.A.Alam.

Il n'est montré ici qu'un exemple du modèle et nous ne présenterons pas le travail qui a été fait afin d'en faire un modèle prédictif en modélisant les dépendances en tension, température, fréquence ou encore le temps de stress. Ce modèle était efficace jusqu'à l'introduction des mesures rapides montrant que cette loi ne fonctionne plus comme présenté sur la Figure 2.5, même si elle est encore utilisée pour modéliser des temps de stress longs. Les lois en puissance du temps ne parviennent plus à modéliser les courbes de NBTI quand des mesures rapides sont utilisées.

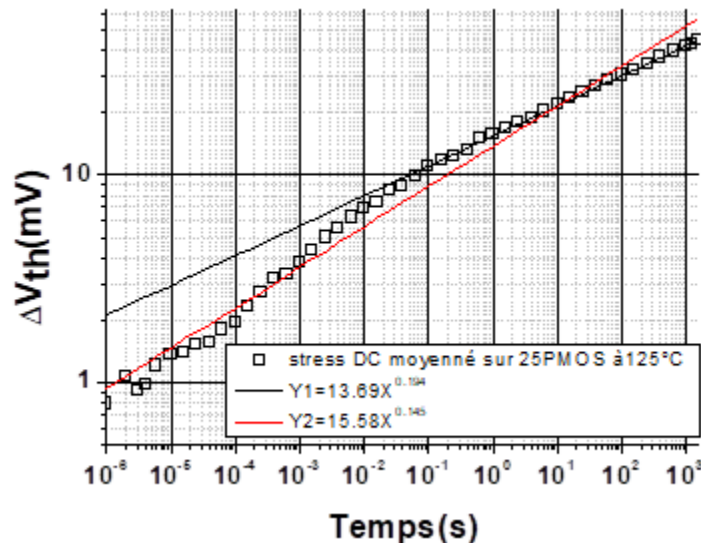


FIGURE 2.5 – Comparaison entre mesures rapides et une modélisation basée sur la loi en puissance pour une structure PMOS en 28nm FDSOI à 125°C.

En ce qui concerne la relaxation, le modèle RD prévoit des temps de relaxation assez longs, autrement dit que la totalité de la dégradation observée pendant la phases de stress ne relaxera pas. Un exemple est donné dans [58] où le modèle RD ne prévoit la relaxation d'un pour cent de la dégradation totale en une seconde de relaxation après un stress de 10 000s. Or les mesures montrent qu'en haute température ( $>125^\circ\text{C}$ ), la cinétique de la relaxation peut prendre la forme d'une relaxation uniforme suivant une loi  $\log(t)$  une fois que la contrainte a été retirée. Du point de vue du modèle la relaxation vient essentiellement de la rétrodiffusion des espèces  $\text{H}_2$ . Hors celles-ci étant électriquement neutres, la rétrodiffusion n'est pas censée être influencée par les tensions de grille. Or la relaxation est fortement dépendante du  $V_{g_{relaxation}}$  appliqué comme cela a été montré [59, 60]. Ce modèle a été le modèle de référence jusqu'aux années 2010 où l'apparition de mesures rapides (comme montré dans la Figure 2.5) a mis en évidence le fait que ce modèle ne permet pas de travailler sur l'ensemble de la fenêtre expérimentale. De plus ce modèle s'avère être très pessimiste dans l'extrapolation des durées de vie. En conséquence de quoi, la communauté a cherché à construire des modèles physiques plus complexes mais permettant la modélisation des cinétiques obtenues lors des campagnes des mesures sur les différentes technologies.

### 2.2.1.2 Le modèle de Grasser-Kaczer :

Le modèle suivant est un modèle de relaxation proposé par Grasser et Kaczer [61, 62]. Ce modèle est aussi parfois appelé modèle de relaxation universelle. Il y a dans ce modèle, deux composantes, l'une est dite permanente et la seconde est dite recouvrable. La composante recouvrable repose sur la re-passivation par l'hydrogène des états

d'interface [63] ou bien de la neutralisation des charges piégées [64] via un mécanisme RD. La partie permanente quant à elle repose sur les états d'interfaces non passivés [63] et les trous profonds [65]. Ce modèle est décrit par les équations 2.10 à 2.12.

$$\Delta V_{th} = R(t_{stress}, t_{relaxation}) + P(t_{stress}) \quad (2.10)$$

$$R(t_{stress}, t_{relaxation}) = R(t_{stress}, t_{relaxation} = 0) r\left(\frac{t_{relaxation}}{t_{stress}}\right) \quad (2.11)$$

$$r\left(\frac{t_{relaxation}}{t_{stress}}\right) = \frac{1}{1 + B\left(\frac{t_{relaxation}}{t_{stress}}\right)^\beta} \quad (2.12)$$

Parmi les points négatifs de ce modèle, nous pouvons mentionner le fait qu'il induit une composante dite "permanente" (qui ne recouvre pas). Et il existe bien une composante ayant une dynamique de relaxation lente qui n'est pas constante. Une application de ce modèle à nos mesures de relaxation faites avec une instrumentation permettant des mesures rapides sur une technologie 28nm FDSOI à 125°C, nous montre que ce modèle est en mesure de reproduire les courbes sur la fenêtre expérimentale classique (25°C à 125°C) pour un  $V_{g_{relaxation}} = 0V$ . Ces résultats sont présentés dans la Figure 2.6.

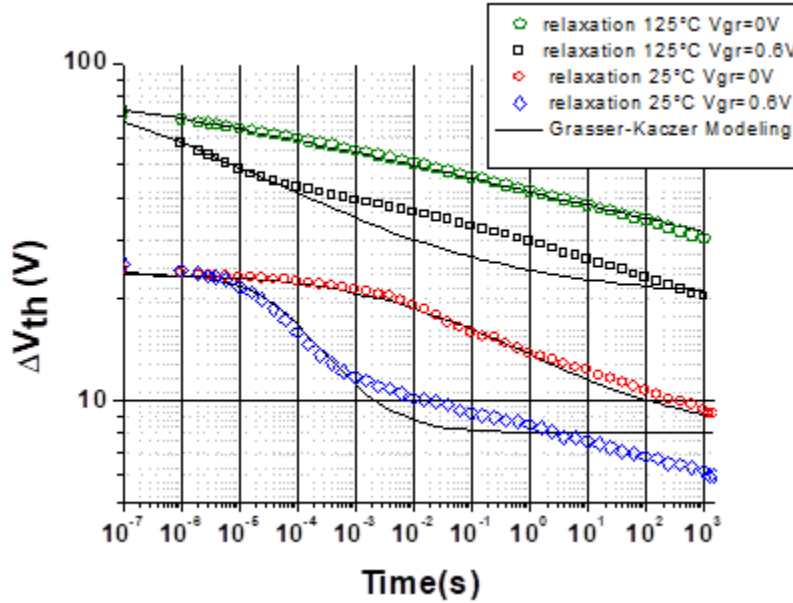


FIGURE 2.6 – Relaxation effectués pour deux  $V_{g_{relaxation}}$  différents après le même stress DC à deux températures différentes. Les lignes en noir représente la meilleure modélisation possible avec le modèle Grasser-Kaczer.

Il semble incapable de modéliser les effets de  $V_{g_{relaxation}}$ . De plus il faut noter que ce modèle prévoit un seuil minimum de dégradation du fait que la partie permanente est une constante. Or les données de la Figure 2.7 ne semblent présenter aucune saturation et même les données en bleu semblent nous faire penser que la totalité de la dégradation peut être relaxée. Du fait que la fin de relaxation semble recouvrir en suivant une dynamique de type  $\log(t)$ , les temps nécessaires sont en dehors de notre fenêtre expérimentale. En effet en faisant une simple



extrapolation sur les données de la Figure 2.6 avec une loi de type  $\log(t)$  les temps pour recouvrir totalement la dégradation sont donnés dans la Table 2.2.1.2.

Condition de relaxation	Temps nécessaire pour retourner à 0mV (s)
Relaxation 125°C $V_{grelaxation}=0V$ (Vert)	$8.510^9$
Relaxation 125°C $V_{grelaxation}=0.6V$ (Noir)	$8.8510^9$
Relaxation 25°C $V_{grelaxation}=0V$ (Rouge)	$6.510^8$
Relaxation 25°C $V_{grelaxation}=0.6V$ (Bleu)	$7.510^{10}$

Table 2.1 : Extrapolation des temps de relaxation nécessaires pour retourner aux valeurs initiales de  $V_{th}$  si les courbes de relaxation n'ont pas de seuil de dégradation minimum.

Les temps de relaxation sur les expériences que nous avons faites étant beaucoup trop longs, nous avons effectué des tests susceptibles de prouver que la totalité de la dégradation est recouvrable dans une fenêtre expérimentale accessible. Sur la Figure 2.7, nous parvenons à recouvrir la totalité de la dégradation pour deux conditions de stress différentes. Il faut préciser que les données en noir de la Figure 2.7 proviennent du résultat moyenné de cinq transistors.

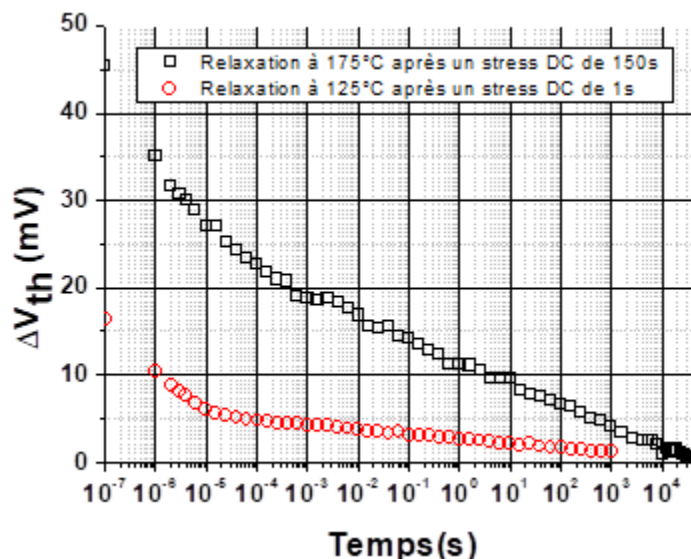


FIGURE 2.7 – Relaxation faite après un stress DC a la même tension ( $V_{grelaxation}=0.6V$ ) pour deux températures et deux temps de stress différents.

Ces mesures faites à deux températures et pour deux temps de stress différents montre que la totalité de la dégradation est recouvrable. De plus dans le cas de la courbe en noir, la dégradation après le stress était proche des 50mV de dégradation correspondant au seuil de dégradation maximal toléré dans la vie d'un transistor. Mentionnons aussi que le cas du stress à 175°C, nous avons effectué un stress de plus de cent secondes, ce qui ne peut être considéré comme un temps de stress court. Enfin, notons que le point de relaxation placé à  $10^{-7}s$  correspond à la fin du stress, nous l'avons arbitrairement placé à  $10^{-7}s$ .

### 2.2.1.3 Le modèle $D_P/D_R$ :

Le modèle  $D_P/D_R$  a été introduit par Denais et Huard [66, 67] poursuivant un travail commencé par Tewksbury dans son manuscrit de thèse en 1992 [68]. Ce modèle repose sur la décomposition de la dégradation en deux

composantes, l'une est une partie Permanente ( $D_P$ ) la seconde est une partie Recouvrable ( $D_R$ ). La partie recouvrable est attribuée au piégeage et au dé-piégeage des trous dans l'oxyde grille tandis que la partie permanente vient des liaisons rompues du Si-H et suit une cinétique limitée par la réaction [69, 70]. Ces deux composantes sont indépendantes et le modèle  $D_P/D_R$ , peut être schématiquement représenté par la Figure 2.8.

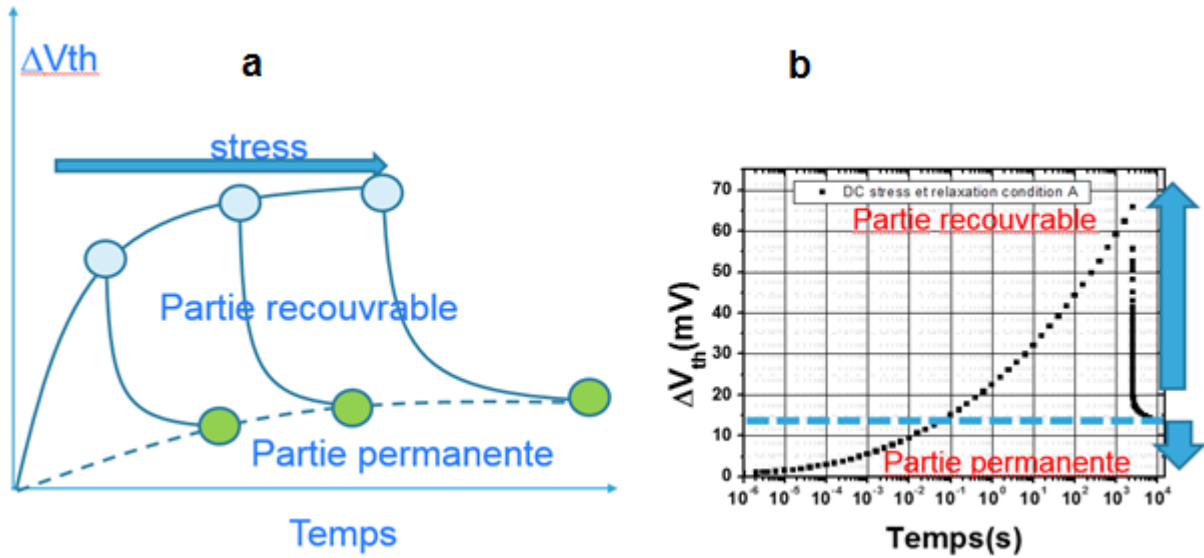


FIGURE 2.8 – Schéma représentatif de la décomposition du NBTI (a) et identification de la  $D_P$  et de la  $D_R$  sur des mesures typiques de NBTI.

Dans ce modèle, la composante réversible est associée à un mécanisme de piégeage/ dé-piégeage de trous [71, 72]. Cela se traduit par le fait que l'application d'une polarisation sur la grille pendant la phase de stress induit une courbure de bande permettant d'injecter des trous dans des pièges, ce qui se traduit par un impact sur  $V_{th}$ . Une fois que nous sommes dans la phase de relaxation, alors les trous dans les pièges sont évacués par effet tunnel. Ce mécanisme se traduit dans le formalisme par une décroissance en  $\ln\left(\frac{t_s}{t_r}\right)$ . La partie rapide est modélisée dans ce modèle par l'équation 2.13 [73].

$$\Delta V_{th,R} = K_r V_g^p \ln\left(1 + \frac{t_s \tau_e}{t_r \tau_c}\right) \quad (2.13)$$

Avec  $\tau_c$  (respectivement  $\tau_e$ ) les temps moyens de capture (resp d'émissions) des pièges,  $t_s$  (resp  $t_r$ ) le temps de stress (respectivement de relaxation).  $V_{g, stress}$  est la tension de grille. La partie permanente tire son origine des liaisons Si-H qui sont rompues par le stress NBTI et qui sera modélisée par une loi en puissance donnée dans l'équation 2.14.

$$\Delta V_{th,P} = K_p V_g^a t_s^b \quad (2.14)$$

De plus, la relaxation du NBTI est rapide juste après la fin du stress et elle est généralement associée dans le cadre du modèle RD [74, 55, 57] au fait qu'il y a une rétrodiffusion de l'hydrogène. Toutefois ce point de vue est en désaccord avec les mesures CP (Charge-Pumping) [76] où il est montré que si la dégradation recouvre au cours de la relaxation, les  $N_{it}$  (défauts d'interfaces) eux restent constants. C'est ce qui a motivé l'introduction de ce modèle, toutefois ce modèle présente une très forte limitation puisque la relaxation par effet tunnel élastique

est théoriquement indépendante de la température. C'est ce qui a motivé l'abandon de ce modèle. En effet une expérience mettant en jeu une relaxation à une température donnée et la possibilité de la changer en un temps très court [76] montre que la partie de la relaxation associée à la relaxation par effet tunnel est directement liée à la température ce qui va à l'encontre de la notion de tunnel élastique.

L'application de ce modèle a nos données est présentée sur la Figure 2.9. Nous montrons alors l'efficacité de celui-ci pour modéliser les temps de stress longs et les hautes températures mais il présente en revanche des difficultés à modéliser les temps courts et les basses températures de relaxation.

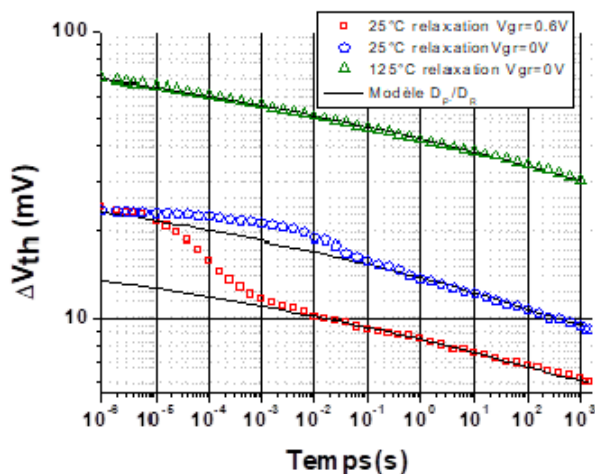


FIGURE 2.9 – Modèle  $D_P/D_R$  appliqué à des mesures rapides en 28nm FDSOI.

La Figure 2.9 montre clairement que le modèle  $D_P/D_R$  ne parvient pas à modéliser les courbures qu'entraîne les changements de température (basses températures), ni les  $V_{g_{relaxation}}$  positifs.

## 2.2.2 Les types de mesures :

Ce travail de thèse a porté sur l'étude de la tension de seuil  $V_{th}$  et sa dérive sous contrainte ( $\Delta V_{th}$ ). Toutefois d'autres mesures existent et ont donné des résultats intéressants (parfois qualitatifs) mais qui ont permis l'élaboration de certains aspects des modèles ou bien leur mise en défauts. Nous allons présenter certaines d'entre-elles.

### 2.2.2.1 La mesure d'un seul point ou mesure ultra rapide :

L'objectif de cette méthode est de réduire le délai de mesure. La méthode consiste à mesurer un seul point de la courbe  $I_g V_g$  et d'en déduire le décalage de  $V_{th}$  équivalent, moyennant des hypothèses sur la pente sous le seuil et la mobilité. Ce qui peut entraîner des erreurs notamment pour les fortes dégradations et pour les hautes températures [77].

### 2.2.2.2 La mesure TDDS :

La mesure TDDS (ou "Time-Dependent Defect Spectroscopy") est une mesure faite sur des dispositifs nanométriques (pour lesquels, un nombre réduit de défauts est présent), un grand nombre de cycles de stress et de relaxation à l'aide d'une mesure de type MSM "Measure Stress Measure") est alors réalisé. Cette répétition des cycles permet de mesurer les hauteurs de saut correspondant au piégeage et au dépiégeage des défauts mais aussi les temps caractéristiques de relaxation de ces défauts [78]. En travaillant sur des structures nanométriques, le nombre

de défaut est alors faible ( $<10$ ). Dans l'idéal, ces structures ne présentent qu'un seul défaut permettant alors une caractérisation précise de ce défaut. La mesure TDDS permet une analyse statistique des hauteurs de saut mais aussi de la distribution de chaque défaut.

### 2.2.2.3 La mesure des états d'interface :

la mesure des états d'interface est une mesure qualitative plus que quantitative et repose sur des mesures de conductance ou encore par des mesures DCIV ("direct-current current-voltage"). Des mesures quantitatives peuvent être obtenue par pompage de charge CP ("Charge Pumping"). De plus il a été démontré que les défauts liés à l'hydrogène (non-ESR) proches de l'interface sont plus importants que les défauts de type Pb [62]. Enfin le travail fait par J.P.Campbell à l'aide de mesure par ESR ("Electron-Spin Resonance") [79, 80, 81] montre que seuls les défauts de type  $Pb^-$  ont un mécanisme cohérent avec la passivation par l'hydrogène. De plus les phases de recuit et donc de passivation semblent avoir tendance à générer différents types de défauts à l'interface Si / SiO<sub>2</sub> [81].

## 2.2.3 Les modèles de NBTI les plus récents :

Après les anciens modèles, il est temps de dresser le bilan de la situation actuelle en ce qui concerne les modèles les plus avancées de la littérature. Il n'existe plus à l'heure actuelle que deux modèles en compétition. Le modèle Réaction-Diffusion reposant sur un mécanisme physique de type diffusion limité, ce modèle qui a été développé à l'origine pour expliquer le piégeage au niveau de l'interface ( $N_{it}$ ) et que nous avons expliqué en détail au début de ce chapitre, s'est vu par la suite être modifié afin d'expliquer les comportements de la phase de relaxation du NBTI (une fois  $V_{g_{stress}}$  enlevé). Nous mentionnerons par la suite ce modèle (RD récent) par modèle de l'ITT Bombay de manière à ne pas confondre avec le modèle RD historique. L'autre modèle est le modèle appelé Defect-Centric, celui-ci ayant été développé afin d'expliquer le comportement discret des défauts individuels, ce modèle repose sur un processus de réaction limité. Ces deux modèles divisent aujourd'hui la communauté non seulement par leur approche fondamentalement différente mais aussi parce qu'elles reposent sur des propriétés différentes. L'ensemble de cette section sur ces deux modèles a été écrit à l'aide de la littérature et notamment d'une publication faite par J.Stathis en collaboration avec S.Mahapatra (Fondateur du modèle de l'ITT Bombay) et T.Grasser [82] (à l'origine du modèle Defect-Centric actuel). Cette section a pour but de présenter d'une manière générale ces modèles mais aussi leurs forces, et leurs faiblesses, sachant que ces deux modèles soulèvent de nombreuses questions, divisent la communauté et qu'aucun consensus n'est en vue malgré des années de publication et de recherches.

### 2.2.3.1 Le modèle de l'université de IIT Bombay :

Le modèle de IIT Bombay a été développé par S.Mahapatra sur une approche RD (Réaction-diffusion). Bien que le modèle RD soit un ancien modèle, la vision actuelle [83] de ce modèle peut être résumée de la manière suivante. L'hydrogène va s'accumuler à l'interface Si / SiO<sub>2</sub> au point que cet hydrogène va se refixer sur les liaisons pendantes de Si et qu'un équilibre va se former entre la création de défauts et la passivation. Puis cet équilibre sera perturbé par la diffusion de l'hydrogène loin de la couche d'interface entraînant une augmentation des liaisons pendantes de Si. Cette évolution suit une loi en puissance du temps. C'est le principe de la diffusion limitée qui dominera la dégradation au-delà de 1 s de stress environ (d'après le modèle RD historique). De plus, l'espèce qui diffuse est censée être du H<sub>2</sub> formé par la dimérisation assistée par défaut et nécessitant un modèle à deux interfaces [84]. Dans ce modèle, c'est la génération d'états d'interface qui domine et l'hypothèse fondamentale est que la diffusion de l'hydrogène ou du di-hydrogène est lente et que c'est le processus limitant. De sorte que la diffusion du di-hydrogène donne une loi en exposant du temps et dont l'exposant égal à  $\frac{1}{6}$  pour des stress DC et AC de temps supérieur à 1 s. Dans ce modèle, seule la génération et la passivation des états d'interface ( $N_{it}$ ) est décrite à l'aide du modèle RD historique, cependant dans cette version du modèle, la réaction inverse à partir du di-hydrogène  $H_2+Si \rightarrow SiH+H$

est permise. Autrement dit durant la relaxation, la diffusion du  $H_2$  ralentit car celui-ci doit trouver des liaisons pendantes ce qui devient de plus en plus difficile. Afin de clarifier ces mécanismes, nous présentons sur la Figure 2.10 un schéma de ces interactions pour la phase de stress et celle de relaxation.

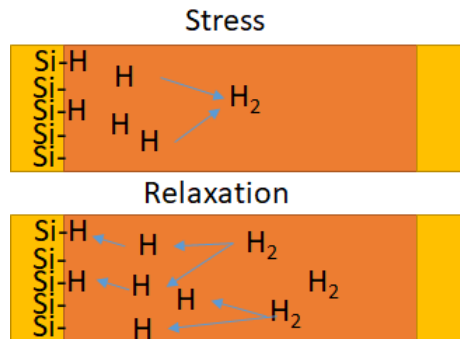


FIGURE 2.10 – schéma des diffusion des espèces chimique H et  $H_2$  pour la phase de stress et la phase de relaxation.

La présence d'un ou plusieurs cycles de stress et de relaxation entraîne que certains des états d'interface ont pu relaxer, il faut alors utiliser le Modèle TTOM ("Transient Trap Occupancy Model") afin de calculer qu'elle est la quantité d'états d'interface qui participe à la dégradation. Ce modèle suit alors une loi empirique de la forme exponentielle étiré,  $exp(\frac{-t}{\tau})^\beta$ . Une fois les états d'interface calculés à l'aide d'un modèle RD à deux interfaces et le modèle TTOM (s'il y a une relaxation ou effet de cycle), il faut ensuite prendre en compte le piégeage de trous ( $N_{HT}$  modélisé par une loi empirique de type exponentielle étirée afin de prendre en compte les effets ultra rapides de la contrainte NBTI). Enfin il faudra prendre en compte une dernière composante résultant de la génération de défauts au sein de l'isolant de la grille  $N_{ot}$  (causé par des stress à fortes tensions et/ou fortes températures, ce sont des pièges liés à des dégradations de type TDDDB) modélisée elle aussi par une loi empirique de type exponentielle étirée. Ces trois composantes sont par hypothèse de base du modèle supposées non-corrélées et donc indépendantes. Enfin parmi l'ensemble des paramètres nécessaires à l'utilisation du modèle de IIT Bombay, il semble que seul treize de ces paramètres soient susceptibles de varier afin de modéliser l'ensemble des technologies, des procédés de fabrication. Parmi eux nous pouvons noter :

- Quatre paramètres pour le processus de dissociation permettant la création de l'état d'interface.
- Un terme technologique dépendant pour le modèle TTOM.
- La constante de temps.
- Le paramètre étiré de l'exponentielle.
- Trois paramètres seront nécessaires pour la composante  $N_{HT}$ .
- Un pré-facteur pour la composante  $N_{ot}$ .
- Deux constantes technologiques.

### 2.2.3.2 Les forces et les limites du modèle IIT Bombay :

Ce modèle a été appliqué avec succès à un certain nombre de technologies et de procédés de fabrication en ne faisant varier que treize de ces paramètres. L'une des autres forces de ce modèle est d'avoir poussé le modèle RD historique jusqu'à ses retranchements et d'avoir montré qu'il ne permet pas seul de modéliser le NBTI. Il a donc fallu lui adjoindre un certain nombre de corrections comme le TTOM mais aussi des lois empiriques (exponentielles étirées) afin d'avoir un moyen de modéliser les cinétiques de stress et de relaxation de la contrainte NBTI. Enfin il repose sur une hypothèse très forte puisqu'il nécessite de par sa construction que les trois composantes soient

indépendantes. Enfin il permet de retrouver la dépendance de la loi en puissance du temps dont l'exposant est de  $\frac{1}{6}$  et qui a été vérifiée de nombreuses fois dans la littérature.

**Table I**  
Select RD model parameter values.

Reaction	RD model parameter	Literature value
SiH dissociation: energy barrier (SiH → Si + H)	~ 0.5 eV (process dependent)	2.56 eV <sup>a</sup> 2.85 eV <sup>b</sup> 2.6 eV <sup>c</sup>
Si passivation by H <sub>2</sub> : energy barrier (H <sub>2</sub> + Si → SiH + H)	0.2 eV	1.7 eV <sup>d</sup>
H <sub>2</sub> diffusion coefficient at 125C	4 × 10 <sup>-17</sup> cm <sup>2</sup> /s <sup>e</sup> 5 × 10 <sup>-18</sup> cm <sup>2</sup> /s <sup>f</sup> 5 × 10 <sup>-17</sup> cm <sup>2</sup> /s <sup>g</sup>	1.14 × 10 <sup>-9</sup> cm <sup>2</sup> /s <sup>h</sup> 3.28 × 10 <sup>-12</sup> cm <sup>2</sup> /s <sup>i</sup>

<sup>a</sup> K.L. Brower and S.M. Meyers, Phys. Rev. Lett. 72 (1990) 2745–2748.

<sup>b</sup> A. Stesmans, Phys. Rev. B 61 (2000) 8393–8403.

<sup>c</sup> T. Tseteris, IEEE Trans. Dev. and Mater. Reliab. (2007) 502–508.

<sup>d</sup> K. L. Brower, Phys. Rev. B 38 (1988) 9657–9666.

<sup>e</sup> H. Kufluoglu and M. Alam, IEEE Trans. Electron Dev. 54 (2007) 1101–1107.

<sup>f</sup> N. Parihar, N. Goel, A. Chaudhary, and S. Mahapatra, IEEE Trans. Electron Dev. 63 (2016) 946–953.

<sup>g</sup> N. Parihar, N. Goel, S. Mukhopadhyay, S. Mahapatra, IEEE Trans. Electron Dev., in press, DOI: 10.1109/TED.2017.2780083.

<sup>h</sup> D. Griscom, J. Appl. Phys 58 (1985) 2524–2533.

<sup>i</sup> B.J. Fishbein, J.T. Watt, and J.D. Plummer, J. Electrochem. Soc. 134 (1987) 674–681.

FIGURE 2.11 – Ensemble des différences entre les valeurs de la littérature et les paramètres du modèle de L'ITT Bombay relevé par J.H.Statis [82]

Pour ce qui est des limites/faiblesses de ce modèle, outre le fait qu'il faille faire varier treize des quarante-trois paramètres (que nous avons comptés entre le modèle RD à deux interfaces, le modèle TTOM, la loi empirique permettant de modéliser les  $N_{ht}$  et la loi empirique permettant de modéliser les  $N_{ot}$ ), le principal point bloquant de ce modèle est que les paramètres "fixés" sont censés être le résultat d'une modélisation du transistor à l'aide de la physique du dispositif (modèle TCAD, calcul DFT, etc) et des valeurs données dans la littérature. Or certaines des valeurs utilisées dans ce modèle sont très éloignées de la littérature. Par exemple nous pouvons dire que le modèle RD repose sur le fait que la réaction Si-H → Si+H est rapide et renforcée dans le cas où il y a des trous dans le canal et un champ électrique. Or la liaison Si-H a une énergie de l'ordre de 2.5 eV et capturer un trou ne réduirait cette énergie que de 0.2eV [82], De plus, le moment dipolaire effectif de la liaison Si-H (chargée positivement) est plutôt petit, ce qui ne conduit qu'à une faible dépendance en champ. Autrement dit cette dissociation directe est très peu probable.

Nous pouvons aussi noter que le modèle RD à deux interfaces suppose que la barrière d'énergie pour le processus de retransformation du di-hydrogène en Si-H+H est faible (de l'ordre de 0,2 eV). Le modèle considère notamment que cette énergie est commune pour la réaction directe comme inverse, or cette valeur n'est correcte que pour le processus inverse (la dimérisation). En ce qui concerne le sens direct (la passivation), elle n'est efficace que pour de hautes températures (supérieure à 200°C) et nécessite une énergie de l'ordre de 1.7 eV [85]. L'un des points les plus problématiques concerne la diffusion, en effet les énergies d'activation de la diffusion du modèle RD sont proches

de celles la littérature, en revanche les pré-facteurs différent eux jusqu'à huit ordres de grandeur par rapport à la littérature bien fournie sur le sujet au vu du contexte industriel.

L'ensemble des incohérences relevées entre les paramètres du modèle de IIT Bombay et de la littérature a été résumé dans un tableau publié par J.H.Statis [82] et que nous donnons dans la Figure 2.11

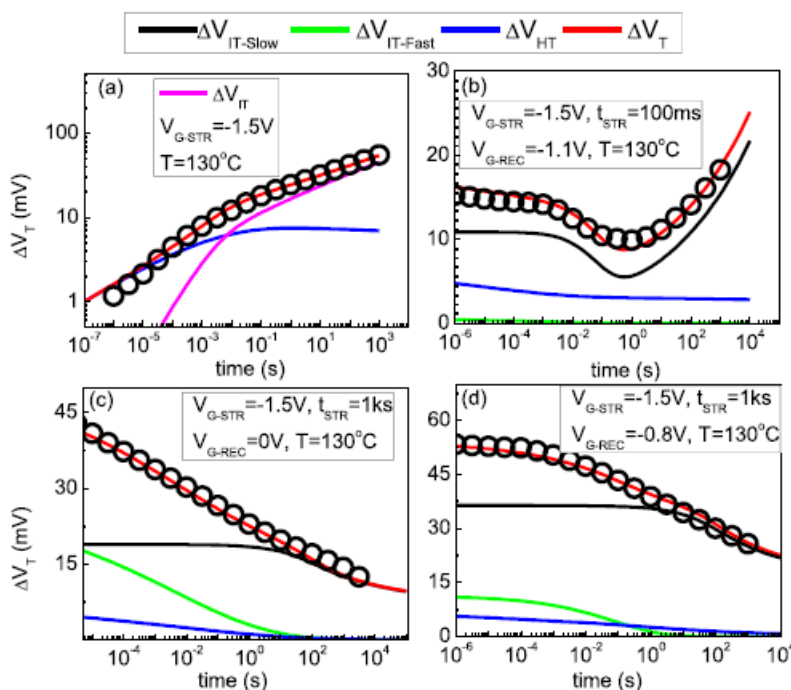


FIGURE 2.12 – Évolution temporelle de  $\Delta V_{th}$  à l'aide du modèle RD et du TTOM avec toutes les composantes. (a) Stress DC, (b) relaxation à  $-1.1V$  après  $100ms$  de stress, (c) relaxation à  $0V$  après  $1000s$  de stress et (d) relaxation à  $-0.8V$  après  $1000s$  de stress [83, 86,]

Enfin en ce qui concerne le côté prédictif du modèle, nous pouvons mentionner un résultat très intéressant, publié à plusieurs reprises dans la littérature [83, 86] et que nous présentons sur la Figure 2.12.

De la Figure 2.12, nous allons nous intéresser aux blocs c et d. En effet nous pouvons voir que la phase de stress est identique avec un stress DC de  $1000s$  à  $130^\circ C$  pour une tension de  $-1.5V$ . Alors que le seul facteur qui change dans ces deux expériences est la valeur de la tension de relaxation, nous notons que les valeurs initiales des trois composantes ( $N_{ht}$ ,  $\Delta V_{it_{slow}}$ ,  $\Delta V_{it_{fast}}$ ) ne sont pas égales entre ces deux expériences, comme si la valeur de la tension de relaxation avait un impact sur le stress.

Ce n'est pas le seul exemple de ce type qu'il est possible de trouver dans la littérature concernant les prédictions de ce modèle. A titre d'exemple, nous en présentons un second sur la Figure 2.13 [87]. Dans cet exemple nous attirons l'attention du lecteur sur les graphiques c2 et d2, en effet la seule différence à nouveau entre ces deux graphiques est la tension de relaxation. Or nous notons que nous obtenons une dégradation finale très différente (un facteur 2). De la même manière, nous noterons que les sous composantes ne présentent pas les mêmes niveaux de dégradation à l'issue d'un même stress, ce qui est critiquable.

Notons que l'Annexe 5 propose une évaluation simplifié du modèle ITT Bombay. En conclusion, il semble que le seul moyen pour ce modèle de modéliser l'effet de la valeur de  $V_{g_{relaxation}}$  soit de modifier les conditions de stress.

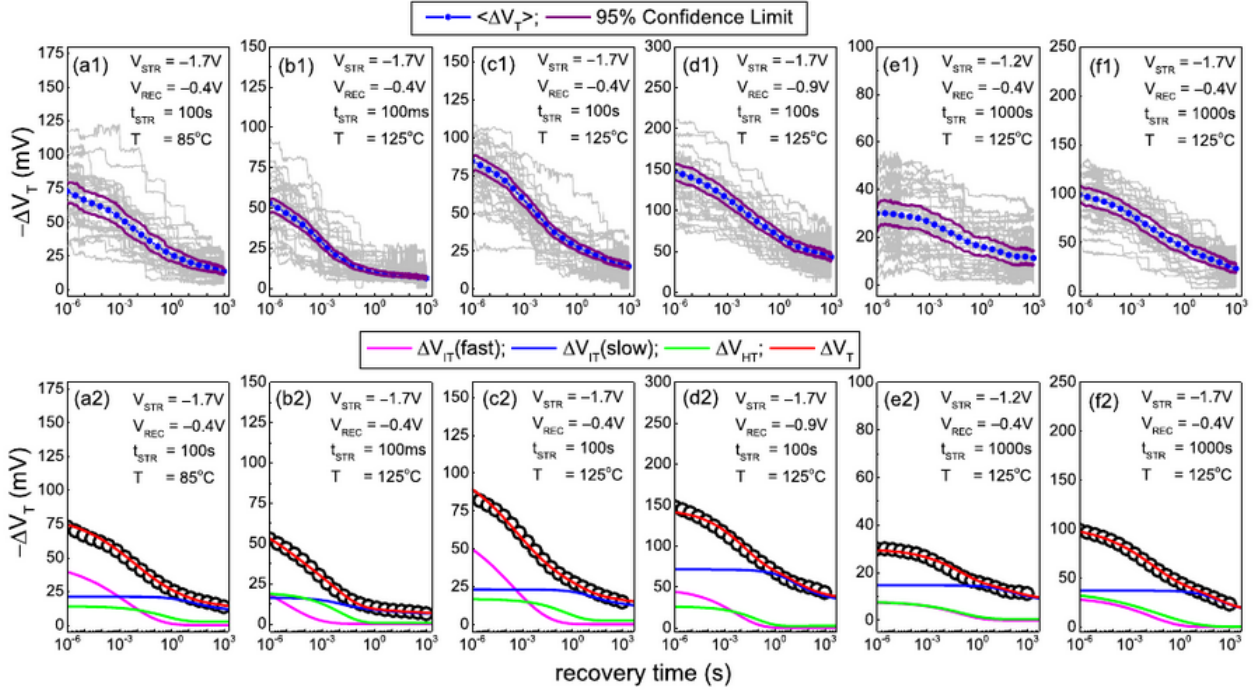


FIGURE 2.13 – En haut : Évolution temporelle de la relaxation du  $\Delta V_{th}$  après un stress NBTI effectué sur 30 dispositifs de petites taille (D1 voir [87]) pour différentes valeurs de températures. En bas : mesures moyennes et les modèles correspondants donnant accès au  $\Delta V_{th}$  et à tous les sous composants ( $\Delta V_{HT}$ ,  $\Delta V_{IT}$ , etc)

### 2.2.3.3 Le modèle "Defect Centric" :

Ce modèle considère que l'origine du NBTI réside dans le piégeage et le dé-piégeage des trous. Comme cela est observable sur de petits dispositifs n'ayant qu'un nombre de défauts très faible ( $<10$ ), les événements observables sont alors des sauts discrets. Les modèles basés sur le piégeage et le de-piégeage ont été nombreux et ont évolué au cours du temps comme le modèle  $D_P/D_R$  que nous avons traité dans le début du chapitre 2. Nous parlerons donc ici du modèle actuel.

La version la plus récente est le modèle MSM ("multi-State-Model) [88], c'est un modèle à quatre états faisant intervenir des états méta-stables et des transitions assistées par phonons. Ce modèle a été inspiré par le travail réalisé sur les défauts de type E' center avec des configurations méta-stables. Ces quatre états correspondent à l'état neutre, à l'état chargé et à deux états méta-stables. Afin de comprendre ce modèle, il faut prendre en compte une modélisation chimique afin de décrire les réactions permettant les transferts de charges [89].

Ce modèle a été introduit pour expliquer certaines observations de la dépendance des temps de capture et d'émission avec la tension de polarisation dans les expériences DC, TDDS et RTN ("Random Telegraphic Noise") et qui permet aussi d'expliquer certains effets en fréquence sur le NBTI [90].

Pour plus d'informations sur les états, les transitions et les équations, le lecteur pourra se reporter à l'Annexe 2 de cette thèse. Toutefois en résumé, la contrainte permet la transition entre les états neutres (1) et métastables (2') par un processus multi-phonons, puis par un processus thermoionique vers un état de charge stable (2). Pendant la relaxation, le système revient de l'état (2), à l'état (2') puis à l'état (1) pour une polarisation plus élevée, et de l'état (2) à l'état (1) via un autre état métastable (1') pour une polarisation plus faible. Dans ce dernier cas, la transition de l'état (2) à l'état (1') se fait via un processus multi-phonons et ensuite vers l'état (1) via un processus thermo-ionique. Ce modèle implique onze paramètres physiques pour décrire un défaut, (9 d'entre eux peuvent en principe être obtenus à partir de calculs DFT) [91, 92].



Le plus souvent, d'ailleurs un simple modèle à deux états est suffisant pour modéliser un certain nombre de stress AC et DC. Plus de détails sur ce modèle, qui est une version simplifiée du modèle MSM, peuvent être trouvés dans la littérature [93,94].

Dans les modèles MSM à quatre états comme dans le modèle à deux états, les taux de réaction du premier ordre découlent des surfaces d'énergie potentielles théoriques. De plus il faudra avoir accès aux distributions des temps de capture et d'émission. Dans cette optique, des cartes empiriques de temps de capture-émission ("CET map") [95], pour un défaut à deux états (chargé vs non chargé, état méta-stable) ont été construites. Nous présenterons plus en détails les équations sur lesquelles repose ce modèle dans la section 2.2.4. De manière très résumée, nous pouvons dire que les taux sont empiriquement donnés par une distribution normale bivariée des énergies d'activation [95]. Cette approche permet une construction simple des cartes CET qui peuvent être comparées directement aux résultats expérimentaux, obtenus à partir de la dérivée seconde des courbes de relaxation. Il faut noter qu'une carte CET peut être dérivée de n'importe quel ensemble de données expérimentales. De plus si la carte comprend un modèle de réaction (processus de premier ordre), alors la carte CET fournit directement la densité de défauts. Pour d'autres modèles comme le modèle RD, la carte CET correspondante n'aura pas forcément d'explication physique simple mais procure néanmoins une description mathématique complète de la dépendance temporelle de la tension de seuil  $V_{th}$  pour une condition de tension et de température données. De plus, si la distribution d'énergie est uniforme, alors la carte CET conduit à une dépendance en logarithme du temps pour la relaxation. Enfin des distributions Gaussiennes, ou dérivée de Fermi donnent expérimentalement des dépendance en  $t^n$  [96,97].

Les Figures 2.14 et 2.15 donnent des mécanismes physiques qui entrent en jeu et la Figure 2.14 présente un schéma des quatre états et des mécanismes physiques nécessaires pour passer d'un état à un autre. De plus la Figure 2.16, montre un aperçu des énergies permettant les transitions.

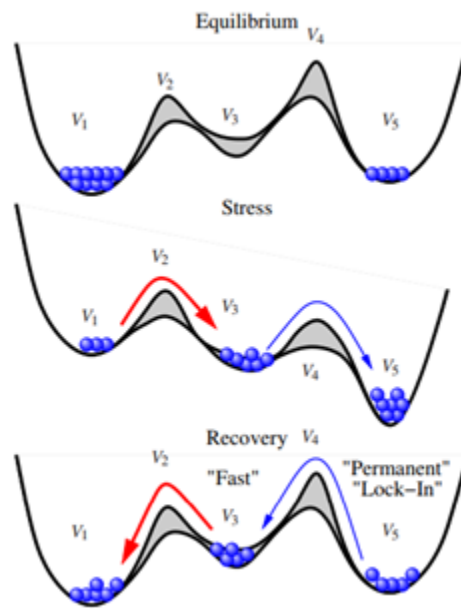


FIGURE 2.14 – Le schéma du principe à trois états prenant en compte le stress et la relaxation.[102]

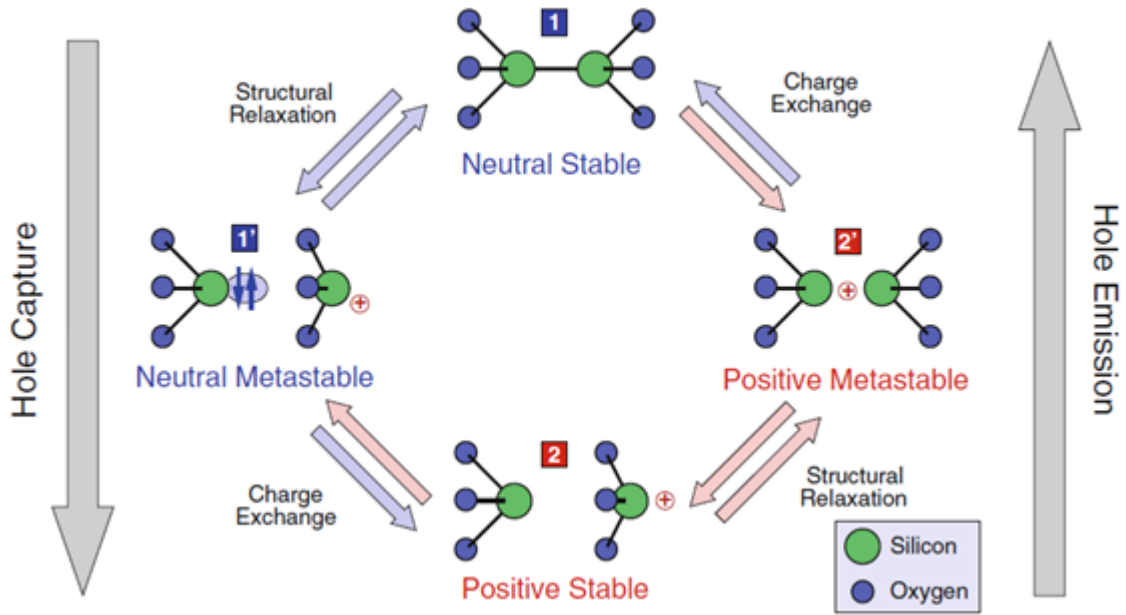


FIGURE 2.15 – Schéma représentant les chemins et les transitions de saut possible entre les minima d'énergie [96].

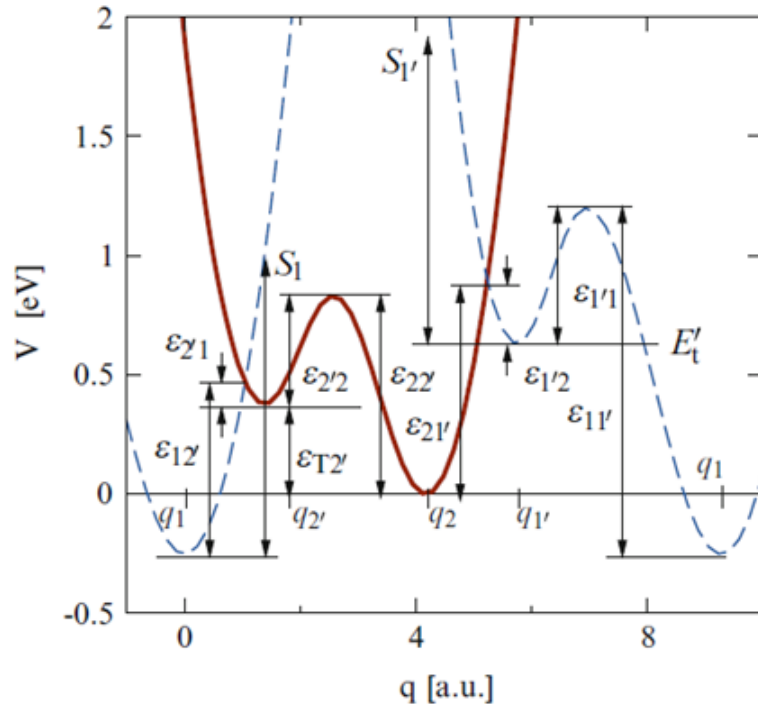


FIGURE 2.16 – Définitions des énergies et des énergies de barrières utilisées dans le modèle MSM.[96].

#### 2.2.3.4 Les forces et les faiblesses du modèle "Defect Centric" :

Les plus gros reproches qui ont été faits à ce modèle concerne son manque de prédictibilité, et plus particulièrement le fait que le modèle explique la relaxation après le stress mais ne parvient pas à modéliser toutes les cinétiques de stress AC ou DC [96]. Il semble aussi d'après ses détracteurs que le modèle ait quelques difficultés à modéliser correctement les longs temps de stress, bien qu'il soit possible de trouver dans la littérature des exemples où ce modèle permet de prédire des stress de  $10^4$  s et des relaxations de l'ordre de 10 ans [95], difficilement vérifiable. De plus, ce modèle n'a pas été confronté à la modélisation des cinétiques sur tous les composants existants, ni sur l'ensemble des procédés de fabrication [98]. Toutefois ce modèle a déjà été éprouvé sur des composants ayant des diélectriques en  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{SiON}$ , et HK, et pour des stress DC et AC [99, 100].

Parmi les points faibles, notons encore l'aspect des cartes CET utilisées dans [95] et qui ne sont pas liés à un modèle physique microscopique et ne garantit en rien l'unicité de ces cartes pour un dispositif donné [16]. De plus il semble qu'un autre aspect du modèle soit remis en question par la critique [97], en effet le modèle MSM considère que les aspects rapides de la relaxation comme les long temps de relaxation tirent leur origine de processus de premier ordre comme le dé-piégeage. Toutefois il semble que les carte CET permettent d'expliquer la cinétique temporelle de la relaxation et notamment après les stress de type AC via des réactions de premier ordre [89, 95, 101]. En effet selon le stress et la relaxation, différentes régions de la carte CET seront occupées [95]. Dans le cas du stress AC, nous aurons une partie manquante de la carte, essentiellement composée de défauts rapides, ce qui se traduira par une relaxation moins rapide, qui finira pourtant par se confondre avec la relaxation DC [100].

La grande force de ce modèle c'est qu'il repose sur une bonne description physique, notamment en ce qui concerne le comportement des défauts individuels à l'aide de composants nanométriques. Toutefois sa difficulté à correctement modéliser la cinétique de stress et de relaxation de plus gros transistors pourrait être le signe que ce modèle est incomplet. Notons aussi que tous les paramètres du modèle MSM à quatre états ont une signification physique et peuvent être trouvés à partir de calcul de type DFT [92], ou bien dans la littérature et ne sont pas empiriques.

#### 2.2.3.5 Évaluation des simulateurs :

Des simulateurs des modèles de T.Grasser, ont été développés par l'équipe de S.Mahapatra reposant sur de nombreuses publications [102-121] et sont disponibles gratuitement sur internet [102, 115] à but de recherche. Nous avons donc évalué deux des modèles qui ont été implémentés afin de les tester. Notons que ce travail a été fait en Annexe 1 pour le modèle GHR (ou "Gate Hydrogen Release") et Annexe 3 pour le modèle MSM (ou "Multi-State Model). L'Annexe 2 traite de la théorie du modèle MSM. De plus nous avons utilisé ces simulateurs dans des conditions de stress (et de relaxation) pour lesquelles nous avons les mesures expérimentales pour des transistors PMOS  $W=5\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$  en 28nm FDSOI.

Ce travail fait dans les Annexes 1 et 3 nous montre qu'aucun des deux modèles ne permet une modélisation efficace de nos conditions de stress. De plus la modélisation de la composante rapide de la relaxation si elle est efficace, montre en revanche que la phase de stress simulée est complètement fautive ce qui semble aller dans le sens des critiques qui ont été énoncées contre le modèle "Defect centric". Enfin nous constatons que l'utilisation de ces deux modèles même combinés ne permettrait pas de modéliser des temps de stress long. En effet la dégradation présente dans ces modèles une saturation des phases lors des phases de stress qu'il est très difficile de repousser (et même impossible si nous souhaitons garder des paramètres proches des valeurs que donne la littérature). Or nous n'avons jamais vu de saturation de la dégradation NBTI même sur des expériences longues ( $>300\ 000$  s) comme nous le montrerons dans le chapitre 3.

### 2.2.3.6 Quel modèle choisir ?

C'est un constat que nous devons faire : aucun des deux modèles ne parvient à prendre l'ascendant sur l'autre au sein de la communauté internationale. De plus ils présentent chacun une approche radicalement différente de l'autre puisqu'ils reposent sur des mécanismes physiques différents. Enfin ces deux modèles présentent un certain nombre d'incohérences. Notons enfin que ces deux modèles ont émergé dans la littérature depuis un certain nombre d'années et que leurs évolutions respectives ne donnent toujours pas satisfaction à la communauté internationale. Notons aussi que ce débat entraîne une hausse du nombre de publications cherchant à comparer ces modèles, ou à appliquer ces modèles sur de nouveaux composants, de nouveaux procédés de fabrications, etc. Au vue des questions que soulèvent ces modèles il faudrait peut-être envisager de revenir aux fondamentaux, comme l'origine, la nature et les mécanismes de création et de relaxation des pièges. A l'heure actuelle, la communauté propose un plan d'action afin de pallier différents problèmes soulevés pour chaque modèle.

Pour le modèle RD, il faudrait d'après [82] résoudre plusieurs questions dont nous présentons une liste non exhaustive :

- Parvenir à vérifier, par des mesures les valeurs des paramètres utilisés, notamment en ce qui concerne les valeurs de la diffusivité qui s'avère extrêmement basses, mais aussi la valeur de la barrière de la rupture du Si-H. Il faudra aussi confirmer l'hypothèse de forte dépendance du champ dans la rupture de la liaison Si-H. Et enfin la valeur de la hauteur de barrière permettant la passivation des liaisons pendantes par le dy-hydrogène ( $H_2$ ).
- Démontrer la cohérence du modèle RD avec les propriétés statistiques de la dégradation et de la relaxation du NBTI pour des dispositifs nanométriques (à l'aide de données TDDS). Les mesures capitales étant la distribution des temps d'émission et la mesure des hauteurs de barrière.
- Il faudra aussi confirmer la valeur de la constante de diffusion efficace dépendante du temps utilisé pour la relaxation notamment par des modélisations stochastiques.
- Enfin en ce qui concerne l'occupation des états d'interfaces dans le cas où des cycles de NBTI sont effectués (TTOM), il faudra proposer un modèle physique expliquant la dépendance du temps sous la forme d'une exponentielle étirée. De plus ce modèle devra être cohérent avec les observations et les mesures de  $D_{it}$  faites à l'aide de mesures CP, DCIV et CV, sachant qu'il faudra alors se heurter à des problèmes de délai de mesures.

Pour le modèle Defect Centric, il faudrait d'après [82] s'attaquer à une autre liste de questions, elle aussi non exhaustive :

- Publier les prédictions faites par le modèle en ce qui concerne les cinétiques de stress et de relaxation pour des temps de stress courts comme longs suivis de leur relaxation. Mais aussi les dépendances en tensions, température etc, prédites par le modèle à l'aide d'un modèle physique et non des CET map empiriques pour des stress de type AC et DC et différentes fréquences.
- Fournir une prédiction quantitative des pièges d'interface pour les phases de stress et de relaxation des grands dispositifs. En donnant le modèle physique et montrer la cohérence de ses prédictions avec les mesures  $D_{it}$  faites par CV, DCIV et CP.
- Il faudra aussi fournir la décomposition des phases de stress et de relaxation (états de l'interface, piégeage / retrait, etc). Puis publier leur dépendance individuelle en tension, en température en fréquence, etc.
- Il faudra aussi fournir la description physique, la cinétique et les dépendances des paramètres pour des modifications de procédés de fabrication comme la nitruration de l'empilement grille/SiON, différents pourcentages de germanium dans un canal SiGe, ainsi que pour une multitude de transistors planaires ou encore pour du Finfet.

Au vue des dissensions actuelles en ce qui concerne les hypothèses physiques et le travail déjà effectué pour chaque modèle, il semble probable que le NBTI repose sur des processus traités par ces deux modèles et qu'un modèle hybride va devoir émerger conservant des éléments des deux. Par exemple l'aspect empirique de la génération de pièges dans l'oxyde pour le modèle RD pourrait être remplacé par le modèle de piégeage de charge. Toutefois aucun de ces deux modèles ne peut être jugé comme un "vrai modèle" sans que les points négatifs soulevés précédemment

ne soient réglés. Le seul fait de parvenir à modéliser la dégradation ne constitue pas en soit une preuve. En fin de compte, les exponentielles étirées, les distributions des constantes de diffusion observées dans les modèles actuels ne peuvent converger vers un modèle unique.

La conclusion est qu'à l'heure actuelle, non seulement nous ne disposons d'aucun modèle utilisable en l'état, mais en plus, l'utilisation de ces modèles est loin d'être simple considérant le travail qu'il faut fournir afin d'obtenir les paramètres du modèle RD dont treize sont à modifier (parmi 43 comptabilisés mais qu'il faut aussi calculer) et du fait qu'il est possible que ces valeurs soient assez éloignées de la littérature. De la même manière le modèle Defect Centric nécessite de faire des simulations (calcul DFT, littérature, etc) de onze paramètres. De plus l'utilisation de simulateurs en ligne des modèle GHR et MSM (voir annexe 1 et 3), nous a montré que ces modèles semblent présenter des difficultés en ce qui concerne la modélisation d'une phase de stress suivie d'une phase de relaxation. Enfin la complexité de ces modèles les rend impropres à une utilisation industrielle. Or du fait de la réduction des dimensions et de l'aspect critique que prend le NBTI dans la qualification des produits, un modèle maniable et en mesure de modéliser les cinétiques est plus que jamais nécessaire afin de relâcher la pression que font peser les anciens modèles sur les qualifications.

## 2.2.4 Le modèle de la CET map ("Capture Emission Time Map")

Les mesures de TDDS ("Time Dependent Defect Spectroscopy") et de RTN (" Random Telegraphic Noise"), permettent d'obtenir les temps de capture et d'émission des pièges sur de petits transistors MOS (transistor nanométrique) n'ayant du fait de leur taille qu'un nombre très limité de défauts.

Le modèle de la CET map a été proposé par H. Reisinger en 2010 [101], considérant que nous avons une large gamme de défauts de nature diverse avec une distribution des temps de capture et d'émission.

### 2.2.4.1 Analogie avec le circuit RC :

L'utilisation de transistor PMOS de petite surface (transistor nanométrique), permet de n'avoir qu'un nombre très faible de pièges voire potentiellement un seul dans le cas idéal. Les mesures de RTN sur ces transistors MOS permettent alors de caractériser les temps de capture et d'émissions de ces transistors MOS. Alternant les stress et les relaxations, il est possible d'obtenir leur probabilité de piégeage [78]. La probabilité de piégeage du stress est modélisée par l'équation 2.15 tandis que l'équation 2.16 modélise la probabilité de dépiégeage.

$$P(t_s) = P(t_s = 0) \left[ 1 - \exp\left(\frac{-t_s}{\tau_c}\right) \right] \quad (2.15)$$

$$P(t_r) = P(t_r = 0) \left[ \exp\left(\frac{-t_r}{\tau_e}\right) \right] \quad (2.16)$$

Avec  $\tau_c$  le temps de capture et  $\tau_e$  le temps d'émission. De plus  $t_s$  représente le temps de stress et  $t_r$  le temps de relaxation. Le schéma du circuit équivalent aux équations 2.15 et 2.16 est donné en Figure 2.17 pour un seul piège à gauche et avec plusieurs pièges à droite.

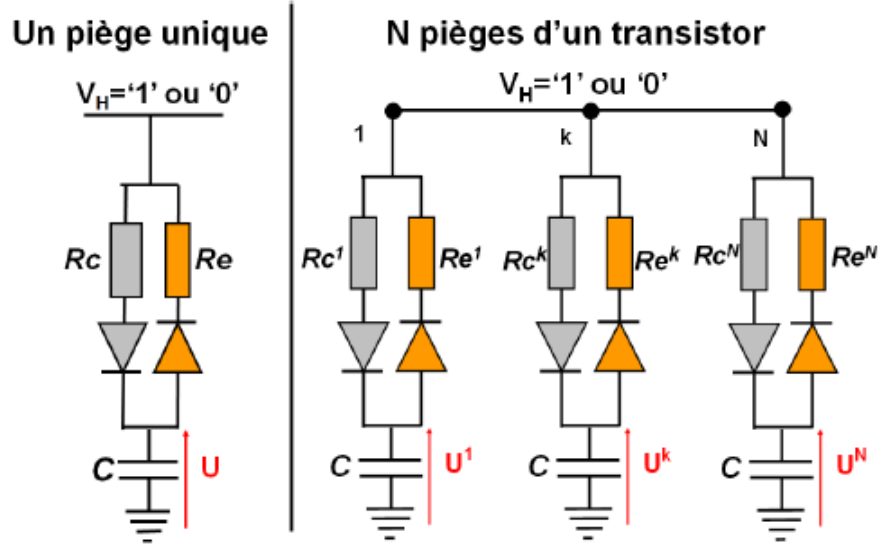


FIGURE 2.17 – Circuit RC équivalent. Chaque piège  $k$  voit ses constantes de temps d'émission et de capture déterminé par les résistances  $Re^k$  et  $Rc^k$  [122].

Chaque défaut est représenté dans la Figure 2.17 par une capacité  $C$  qui peut se charger ou se décharger selon que le signal appliqué correspond à un stress ou à une relaxation. Autrement dit l'état du défaut est représenté par la charge et la décharge de la capacité. Un état chargé aura donc un impact sur le courant mesuré et donc sur la tension de seuil  $V_{th}$ . Considérant  $N$  défauts identiques avec un temps de capture/d'émission moyen, alors il suffit de sommer la contribution des défauts sur la tension de seuil. Il est alors possible de quantifier l'impact de chaque défaut sur la dégradation. Afin d'en faire un modèle, il faut être capable de connaître la densité de pièges ayant les couples de constante de temps  $(\tau_c^k, \tau_e^k)$  que nous noterons  $g(\tau_c^k, \tau_e^k)$ . La dégradation sera alors définie par l'équation 2.17.

$$\Delta V_{th}(t) = K \sum_{k=1}^n g(\tau_c^k, \tau_e^k) P_k(t) \quad (2.17)$$

Où  $K$  est dépendant de la technologie, et  $P(t)$  est la probabilité de piégeage pour  $N$  pièges définie dans les équations 2.15 à 2.16.

Nous n'avons pas l'ensemble des expériences nécessaires à l'élaboration d'une CET map, à titre d'exemple nous montrons les résultats de celle de A.Subirat publiée dans sa thèse [122].

A l'aide d'un grand nombre d'expériences AC, il est possible d'obtenir une carte de  $g(\tau_c^k, \tau_e^k)$ , comme présentée dans la Figure 2.18.

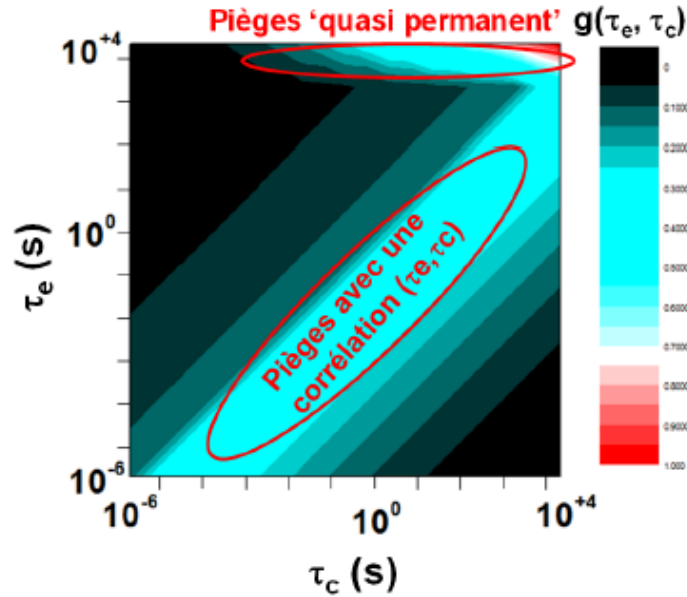


FIGURE 2.18 – CET MAP donnant la densité  $g(\tau_c^k, \tau_e^k)$  de chaque couple de constante de temps.  $(\tau_c^k, \tau_e^k)$  [122].

Il est alors possible de modéliser les stress DC et AC. Toutefois il n’y a aucune garantie de l’unicité de la carte obtenue. De plus il reste difficile de modéliser les données en dehors de la fenêtre expérimentale que représente cette carte. Une application plus directe sera présentée dans le chapitre suivant sous la forme d’une décomposition spectrale : L’analyse spectrale.

## 2.3 Conclusion

Ce chapitre est fondamental dans cette thèse, puisqu’il porte sur la modélisation du NBTI et plus particulièrement sur l’état de l’art dans la littérature en ce qui concerne la modélisation de cette contrainte. Dans un premier temps, nous mentionnons les anciens modèles qui ont permis de modéliser le NBTI jusqu’à l’apparition dans les années 2010 des mesures rapides (de l’ordre de la microseconde et non plus comme jusqu’alors de l’ordre de 0.1s). Nous avons ensuite introduit des modèles plus récents et notamment les deux modèles les plus avancés de la littérature. Ces modèles résultent d’un long travail de plus de 10 ans. Ils sont l’aboutissement actuel d’anciens modèles qui ont émergé durant ces années et qui ont évolué pour être ce qu’ils sont aujourd’hui. Ces modèles sont plus complexes et peu maniables du fait du nombre de paramètres à prendre en compte pour chacun d’eux, ils sont basés sur de nombreuses publications qui s’étalent sur plus de 10 ans dans le cas du modèle Defect Centric.

Ces modèles présentent un certain nombre de problèmes dans leur conception ou dans leurs prédictions au point que non seulement aucun des deux ne parvient à prendre l’ascendant sur l’autre depuis plusieurs années (malgré une augmentation considérable de publications portant sur le sujet depuis les années 2000). Nous avons évalué le modèle "Defect Centric" à l’aide de simulateurs (voir annexe 1 et 3), pour nous rendre compte de la difficulté de modéliser correctement le stress comme la relaxation. Quant au modèle de IIT Bombay, reposant sur plus de quarante paramètres dont un certain nombre est très éloigné des valeurs fournies par la littérature pourtant particulièrement bien documentée pour certaines de ces valeurs du fait que l’industrie supporte la recherche dans la filière silicium depuis plus de 30 ans.

De plus, nous avons trouvé un certain nombre d’incohérences dans les modélisations (notamment des sous composantes) qui ont été publiées ces dernières années.

De ce fait nous n'avons aujourd'hui aucun modèle physique complet, cohérent et efficace permettant de modéliser le NBTI dans un contexte où un modèle est plus que jamais nécessaire du fait de la pression qu'exercent les anciens modèles en termes de prédictions des dégradations sur les qualifications des transistors dans les technologies avancées. Notons que les besoins du secteur "automobile" ont nécessité d'étendre les fenêtres de qualifications de la gamme 25°C à 125°C à la gamme -40°C à 165°C. Cela ne fait qu'accroître la pression sur les qualifications des technologies avancées d'où le besoin de gagner de la marge de fiabilité à l'aide de modèles qui soient basés sur la physique et en mesure de modéliser correctement le NBTI se fait davantage sentir.





## Chapitre 3

# Élaboration d'un modèle compact :

### 3.1 Introduction :

Le chapitre précédent a fait l'historique des modèles de la littérature et de la physique sur laquelle sont basés ces modèles. Les modèles simples de l'ère des mesures lentes se sont avérés incapables de modéliser les mesures rapides, tandis que les modèles récents susceptibles d'y parvenir ont gagné en complexité (notamment du fait de l'utilisation d'un très grand nombre de paramètres) les rendant extrêmement peu maniables. Ces modèles (RD et Defect Centric) soulèvent de nombreuses questions dans la littérature quant à leur validité, leur efficacité, mais aussi leur prédiction. Du point de vue industriel il est impossible de choisir l'un de ces modèles au vu des critiques qu'ils soulèvent mais aussi parce que ces deux modèles ont été mis en défaut dans la littérature [82]. De plus ces deux modèles reposent sur des mécanismes physiques différents et aucun des deux ne parvient à prendre l'ascendant sur l'autre. Nous avons cherché des alternatives à ces deux modèles, en premier lieu dans les anciens modèles puis dans un second temps, nous nous sommes lancés dans la construction d'un modèle alternatif à l'aide d'un travail expérimental complet et de l'analyse de ces cinétiques à l'aide de deux nouveaux outils développés dans ce but. Nous nous sommes appuyés dans un premier temps sur la technologies 28 nm, faisant pour cela varier l'ensemble des paramètres susceptibles d'impacter la dégradation. Les fenêtres expérimentales choisies couvrent l'ensemble des besoins industriels (que ce soit pour les température comme pour les polarisations de grille), et vont même au delà dans le but d'essayer de mettre le modèle en défaut, c'est pourquoi nous avons travaillé en température de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $300^{\circ}\text{C}$ . Puis, du fait des critiques faites dans la littérature du modèle de T.Grasser, nous avons étendu cette étude à plusieurs technologies afin d'évaluer notre modèle.

Ce chapitre traite de l'élaboration d'un modèle alternatif. Le modèle à ensuite été confronté à des technologies différentes ( $\text{SiO}_2$ ,  $\text{SiON}$ , HK, différents type et pourcentage de nitruration et enfin à une technologie avec un canal dopé SiGe).

Les outils présentés en début de chapitre ont pour but de mieux comprendre les cinétiques du NBTI et de mettre en exergue ses composantes. C'est d'ailleurs à l'aide de ces outils que nous avons établi les équations de notre modèle pour le stress comme la relaxation.

Dans ce chapitre nous allons introduire ces modèles, leurs équations mais aussi comment nous les avons construits. Puis nous étudierons l'impact des paramètres physiques sur le NBTI telles que la température, le temps de stress, la polarisation de la grille pour le stress et la relaxation, etc. Nous proposerons ensuite des lois permettant d'extrapoler les valeurs des paramètres du modèle. Autrement dit nous donnerons des loi de dépendance des paramètres du modèle en fonction de la température ou de la polarisation de la grille par exemple. De plus à l'aide du modèle de relaxation nous ferons une étude détaillée de la partie rapide de la relaxation.

## 3.2 Les nouveaux outils d'analyse du NBTI :

Afin de mieux comprendre le NBTI et sa cinétique, nous avons développé des outils afin de mieux appréhender le NBTI. Nous avons cherché à étudier la cinétique du NBTI dans un premier temps puis nous avons utilisé une approche similaire à la CET map non pas comme un modèle mais comme un outil afin de mieux comprendre les composantes du NBTI.

### 3.2.1 Les cinétiques de stress et de relaxation :

La représentation des courbes de stress et de relaxation du NBTI, se fait le plus souvent à l'aide de la variation de la tension de seuil ( $\Delta V_{th}$ ) en fonction du temps comme nous l'avons fait sur les Figures 2.5 et 2.6. Dans cette représentation, nous induisons une dépendance de la dégradation en fonction du temps. Nous nous sommes demandés si cette dépendance en temps était réelle ou si sa représentation en fonction du temps n'induisait pas des artefacts de représentation. Nous avons alors évalué la vitesse de dégradation que nous avons tracée en fonction de la dégradation. Le but étant de nous affranchir de la dépendance temporelle afin de vérifier que les effets que nous observions en fonction du temps n'étaient pas un artefact. Nous obtenons alors la cinétique de la dégradation de  $V_{th}$  pour le stress et la relaxation. Le résultat est montré sur la Figure 3.1.

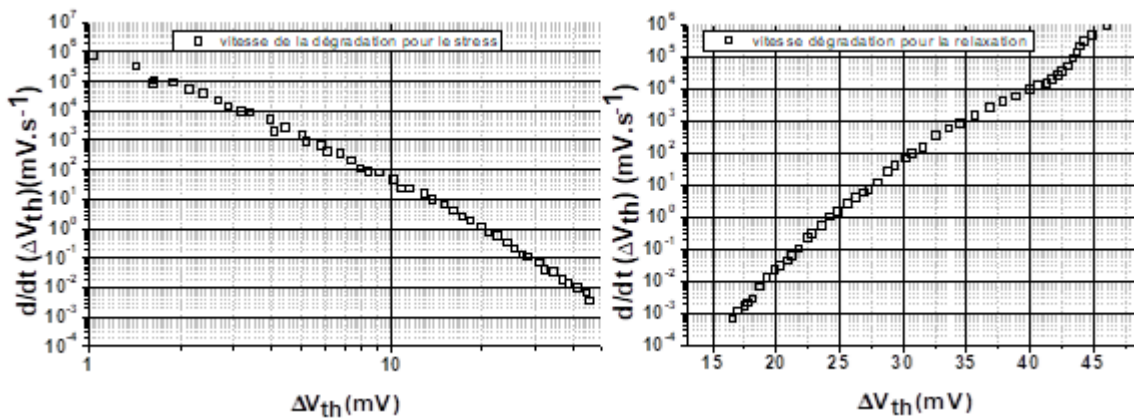


FIGURE 3.1 – A gauche, la courbe de stress à 75°C et à droite courbe de relaxation à 75°C avec  $V_{grelaxation}=0V$ .

Un premier regard, nous montre que le stress ne suit pas une simple droite mais une courbure sur cet exemple tandis que la relaxation présente une forte inflexion. Nous pouvons donc penser que la relaxation présente deux mécanismes.

### 3.2.2 L'analyse spectrale :

#### 3.2.2.1 Présentation de l'outil :

Suivant une approche similaire à la CET map de H.Reisinger [101], nous allons utiliser les équations ce modèle qui seront décrites par la suite sur des données expérimentales pour le stress et la relaxation (nous prendrons des transistors PMOS). A titre d'exemple ici nous prenons les courbes moyennées sur les mesures réalisées sur 1060 transistors PMOS en 28nm FDSOI  $W=5\mu m$  et  $L=0.03\mu m$ . Les conditions de stress étant les mêmes  $V_{gstress}$ , même température et même temps de stress pour chaque transistor mesuré individuellement. La caractérisation se fait à l'aide de mesure rapide avec des chronogrammes identiques (même séquence de test, et même instrumentation). Puis nous faisons l'hypothèse que seul un type de défauts en moyenne intervient par décade de temps pour le stress

comme la relaxation, nous aurons alors un seul temps caractéristique par décade de temps  $\tau_c$  pour le stress correspondant au temps de capture et  $\tau_e$  pour la relaxation correspondant au temps d'émission. Dans notre approche nous considérons que les temps de capture et d'émission ne sont pas liés contrairement à H.Reisinger [101]. Utilisant nos mesures de dégradation de la tension de seuil, nous calculons leurs dérivées utilisant pour cela l'équation 3.1.

$$f(t) = \frac{-\ln\left(\frac{\Delta V_{th}(2\ln(t))}{\Delta V_{th}(\ln(t))}\right)}{\ln(2)} (\Delta V_{th}(\ln(t))) \quad (3.1)$$

L'équation 3.1 est l'équation de la dérivée que nous avons multiplié par le temps dans le but de lisser les oscillations que nous pourrions obtenir par manque de statistique sur d'autres conditions (ayant une statistique plus réduite). Puis à l'aide d'une méthode de régression non-linéaire et de l'équation 3.2 pour le stress (et de l'équation 3.3 pour la relaxation), nous modélisons la dérive obtenue.

$$M_1(t) = \sum_{i=0}^n \frac{A_{ccSi}}{\tau_{ci}} \exp\left(\frac{-t}{\tau_{ci}}\right) t \quad (3.2)$$

$$M_2(t) = \sum_{i=0}^n \frac{A_{ccRi}}{\tau_{ei}} \exp\left(\frac{-t}{\tau_{ei}}\right) t \quad (3.3)$$

Cette méthode utilise une version optimisée de Levenberg-Marquart, de sorte que nous obtenons les coefficients d'amplitude notés  $A_{CCS}$  pour le stress et  $A_{CCR}$  pour la relaxation pour chaque décade. Il est alors possible en intégrant les équations 3.4 (pour le stress) et 3.5 (pour la relaxation) de reconstruire la courbe de dégradation de la tension de seuil.

$$M_3(t) = \sum_{i=0}^n A_{ccSi} \left(1 - \exp\left(\frac{-t}{\tau_{ci}}\right)\right) + C \quad (3.4)$$

$$M_4(t) = \sum_{i=0}^n A_{ccRi} \left(-\exp\left(\frac{-t}{\tau_{ei}}\right)\right) + C \quad (3.5)$$

### 3.2.2.2 Application à la relaxation et au stress :

Prenons un cas pratique : la phase de stress et la phase de relaxation de la contrainte NBTI sont faites à 125°C avec  $V_{grelaxation}=0.6V$ . Nous commençons par calculer la dérivée de la courbe de stress et de la courbe de relaxation en utilisant pour cela l'équation 3.1. La Figure 3.2 montre la dérivée obtenue (symboles noirs) pour la relaxation et de sa modélisation à l'aide de l'équation 3.3 et d'une régression non-linéaire (ligne rouge).

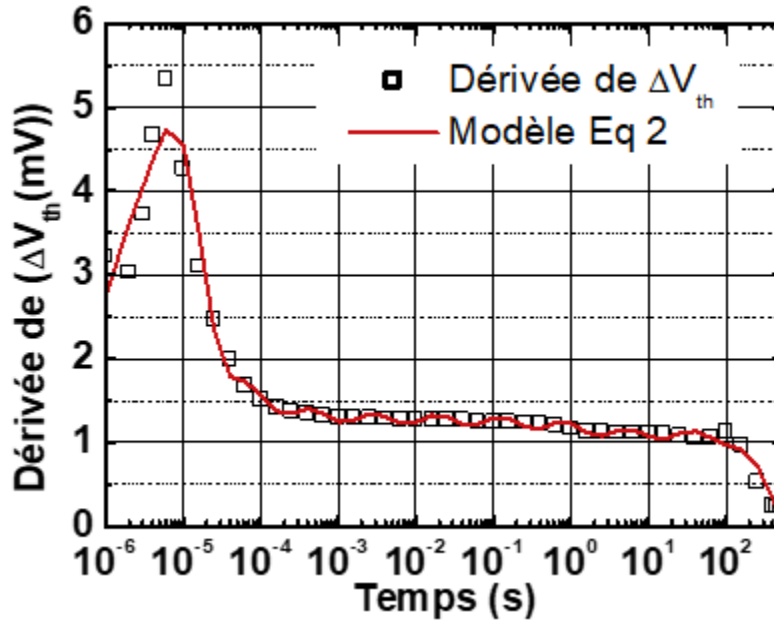


FIGURE 3.2 – Les symboles en noir représentent la dérivée calculée avec l'équation 3.1 de  $\Delta V_{th}$  en fonction du temps. La ligne rouge est le modèle utilisant l'équation 3.3.

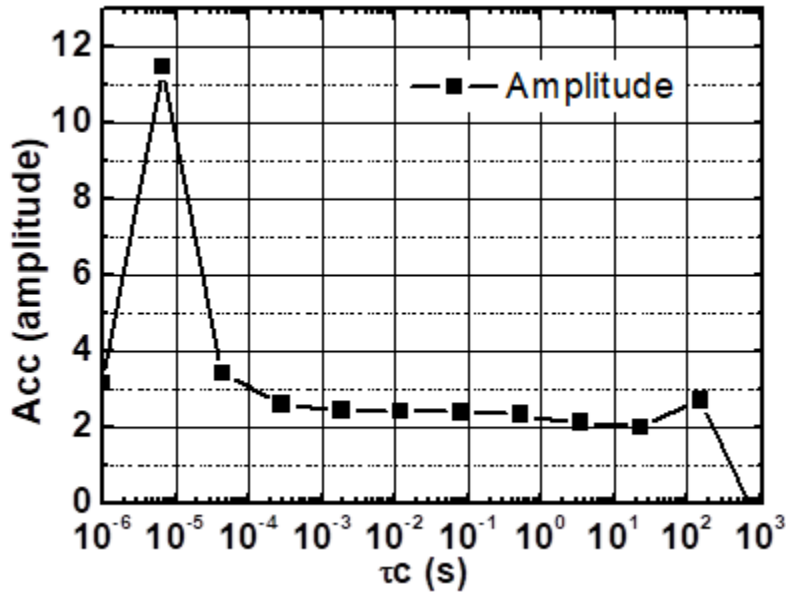


FIGURE 3.3 – Extraction des amplitudes de la relaxation au cours du temps après un stress à  $125^\circ\text{C}$  et pour  $V_{grelaxation} = 0.6\text{V}$  et une température de  $125^\circ\text{C}$  pour la relaxation.

Il est alors possible d'extraire les valeurs des amplitudes notées  $A_{ccS}$  pour le stress et  $A_{ccR}$  pour la relaxation. L'indice  $i$  des paramètres  $A_{ccS}$  et  $A_{ccR}$  dans les équations 3.1 et 3.2 représente les décades. Alors il est possible de tracer les amplitudes  $A_{ccS}$  (ou  $A_{ccR}$ ) du stress et de la relaxation en fonction du temps de capture (respectivement d'émission) sachant qu'une amplitude par décade a été extraite. Les amplitudes de la relaxation sont tracées sur la Figure 3.3 et celle du stress sur la Figure 3.5.

De plus, il est possible en réinjectant ces amplitudes dans les équations 3.4 pour le stress et 3.5 pour la relaxation

de tracer la contribution de chaque décade. Tandis que la sommation de toutes les décades nous donnera la courbe de dégradation ( $\Delta V_{th}$ ), comme présenté sur les Figures 3.4 pour la relaxation et 3.6 pour le stress.

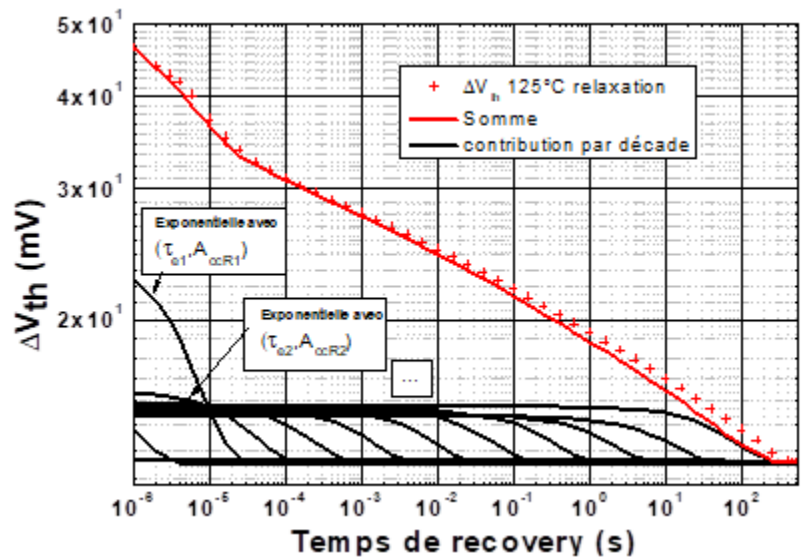


FIGURE 3.4 – Comparaison de la dégradation de relaxation utilisant les équations 3.3 et 3.5 et les données. Les courbes en noir sont les contributions exponentielles par décade et la courbe en rouge est la somme de toutes les contributions. Les symboles représentent les données expérimentales.

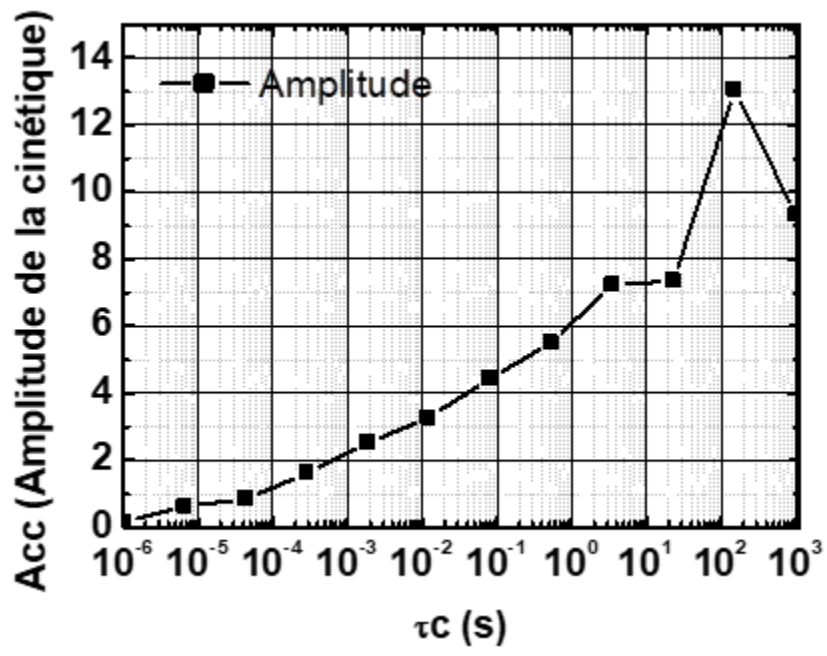


FIGURE 3.5 – Extraction des amplitudes du stress au cours du temps pour un stress DC à 125°C .

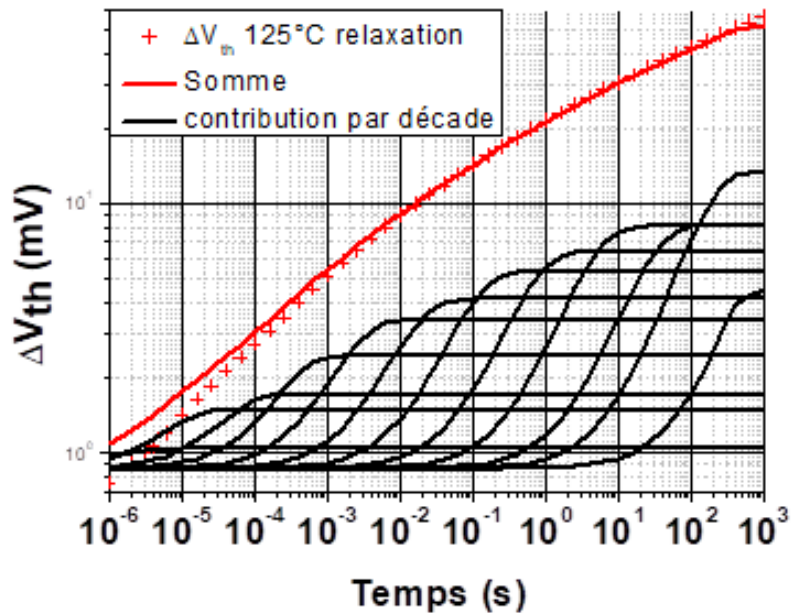


FIGURE 3.6 – Comparaison de la dégradation du stress utilisant les équations 3.2 et 3.4 et les données. Les courbes en noir sont les contributions exponentielles par décade et la courbe en rouge est la somme de toutes les contributions. Les symboles représentent les données expérimentales.

Ce travail représente une approche différente de la CET map puisqu'il ne faut plus travailler à l'élaboration de la carte des densités mais sur l'extraction des amplitudes moyennes par décade. De sorte que nous ne faisons plus l'hypothèse que les temps de capture ( $\tau_c$ ) et les temps d'émission ( $\tau_e$ ) sont corrélés.

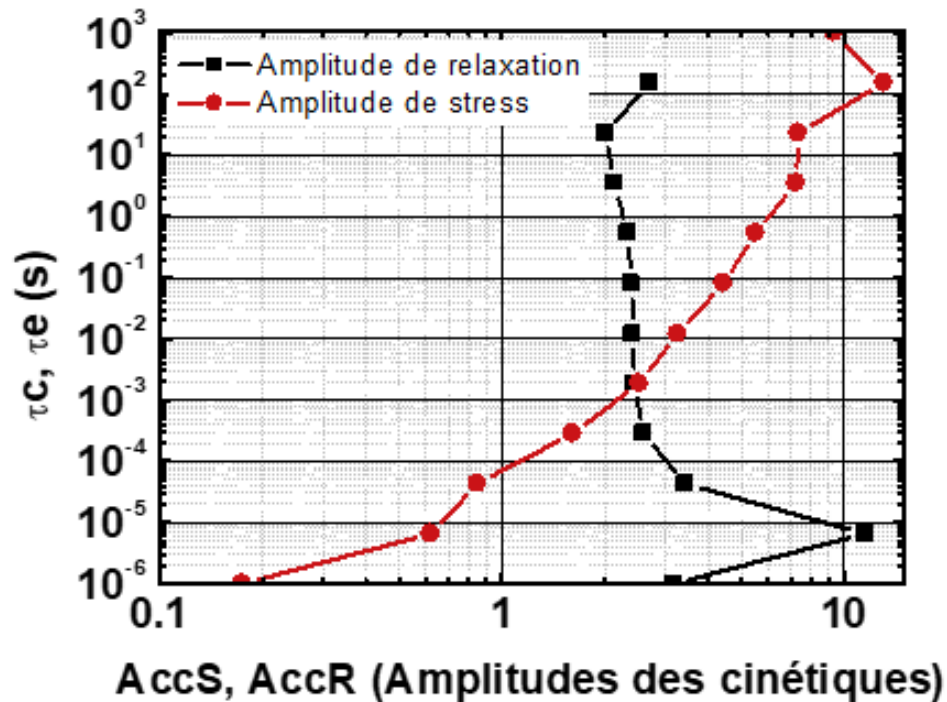


FIGURE 3.7 – Temps de capture et d'émission en fonction de leurs amplitude respectives.

La Figure 3.7, nous permet de trouver les temps démission et de capture pour une amplitude donnée  $AccS = AccR$ . De sorte que nous pouvons obtenir pour toute séquence de stress suivi d'une relaxation la CET map de cette expérience. Notons que pour des amplitudes faibles de l'ordre de 1, nous ne trouvons pas de temps d'émission sur notre fenêtre expérimentale. Ces valeurs sont celles qui ont été considérées comme "permanente" dans la littérature [16].

### 3.3 Modèle compact de la dérive sous contrainte NBTI :

L'obtention d'un modèle compact de la dérive sous contrainte NBTI a pour but d'être plus proche de la réalité afin de dégager de la marge par rapport aux modèles actuels. En effet les modèles actuels sont à la fois éloignés de la réalité physique (la preuve venant des mesures rapides) comme le montre la Figure 3.8 et ils sont aussi pessimistes. En effet l'utilisation de lois en puissance du temps sont encore utilisées a ce jour, la Figure 3.8 nous montre clairement qu'elles ne permettent pas de modéliser les cinétiques de stress. Le but est de faire des modèles plus réalistes permettant de modéliser les mesures rapides.

L'épaisseur d'oxyde équivalente en inversion du diélectrique de grille (IL+ high- $\kappa$ ) est de 1.7nm. Les tensions de grille lors du stress sont comprises dans la gamme -1V à -2V et les tensions de relaxation sont comprises dans la gamme -1V à +1V. Les températures seront comprises entre -40°C et 300°C. En terme de statistique, le Tableau 3.1 donne le nombre de transistors testés par température.

Les mesures ont été réalisées sur des transistors PMOS 28nm FDSOI W=5 $\mu$ m L=0.03 $\mu$ m dont La Figure 3.8 présente les courbes caractéristiques moyennées que nous avons obtenues, lors de l'étude en température. Cette figure nous montre que pour une tension de stress donnée, nous avons une accélération en température qui n'est pas identique entre les temps courts et les temps longs. De sorte que si nous essayons de modéliser le stress à l'aide d'une loi en puissance du temps, alors nous pouvons modéliser les temps longs au détriment des temps courts. De la même manière, nous avons mesuré à la suite des courbes de stress, la relaxation en utilisant  $V_{g_{relaxation}}$  légèrement positif ( $V_{g_{relaxation}} = 0.6V$ ).

Température (°C)	Nombre de transistors
300	12
280	13
250	31
200	27
175	28
125	1060
100	20
75	25
50	18
25	150
0	43
-40	10

Tableau 3.1 : Résumé des expériences réalisées dans la gamme de température -40°C/300°C.



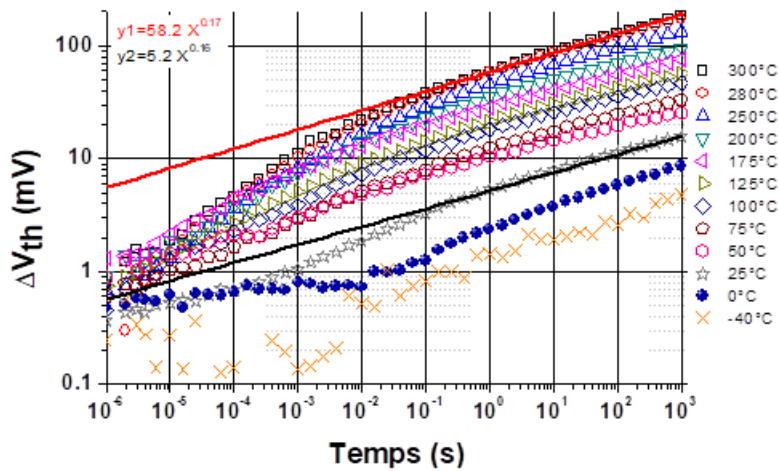


FIGURE 3.8 – Courbes moyennes de la dégradation obtenues à différentes températures pour un même stress DC à la même polarisation de grille. Les mesures sont réalisées avec un délai de mesure de  $12\mu\text{s}$ .

Les courbes obtenues sont présentées sur la Figure 3.9, où il est possible de voir pour les temps courts qu'une inflexion apparaît pour les basses températures et que celle-ci disparaît pour les hautes températures ( $200^\circ\text{C}$  à  $300^\circ\text{C}$ ). Il est donc possible d'identifier deux dynamiques clairement différentes et il est évident qu'il n'est pas possible de modéliser ces courbes avec une simple loi logarithmique ou tout autre loi n'ayant qu'une seule cinétique. Du moins ce n'est pas possible si nous voulons modéliser les basses températures sur des temps allant de la microseconde à la milliseconde.

Ce fait est mis en application pour les courbes de relaxation à  $0^\circ\text{C}$  et  $75^\circ\text{C}$  où nous montrons clairement qu'une simple loi logarithmique ne permet pas de modéliser ces courbes. De plus le premier point est arbitrairement placé à  $10^{-7}\text{s}$ , ce point correspond à la fin du stress, la relaxation étant tellement rapide que pour les plus hautes températures, le délai de mesure décale en moyenne (pour notre condition de mesure) le premier point de mesure à  $10^{-6}\text{s}$ .

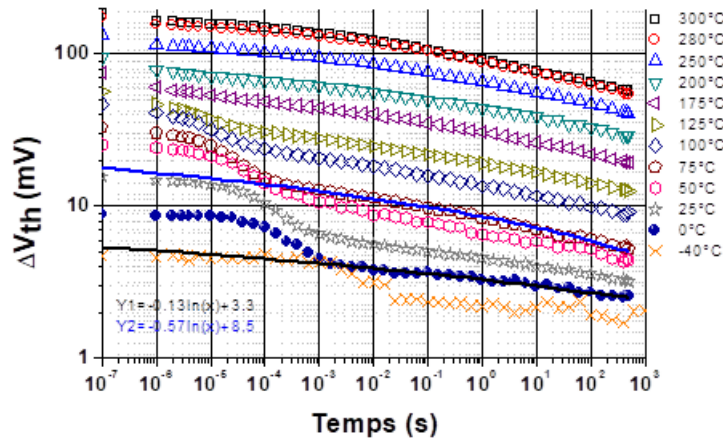


FIGURE 3.9 – Courbes de relaxations moyennées obtenues à la suite des mesures de stress faites dans la Figure 3.8.  $V_{g_{relaxation}} = 0.6\text{V}$  a été utilisé lors de ces mesures. La température reste la même entre le stress et la relaxation.

Des deux figures précédentes, il faut en tirer la conclusion que de simples lois de modélisation comme les lois logarithmiques pour la relaxation ou des lois en puissance du temps sont insuffisantes pour modéliser les courbes de NBTI sur une vaste gamme de température et des temps allant de la microseconde à plusieurs milliers de secondes de mesures.

### 3.3.1 Élaboration du modèle de stress :

En cherchant dans la littérature, il est possible de trouver plusieurs interprétations physiques donnant plusieurs modèles (modèles qui ont été présentées dans le chapitre 2) et il est possible d'y trouver des études sur l'évolution de la loi en puissance du temps au cours du temps.[124].

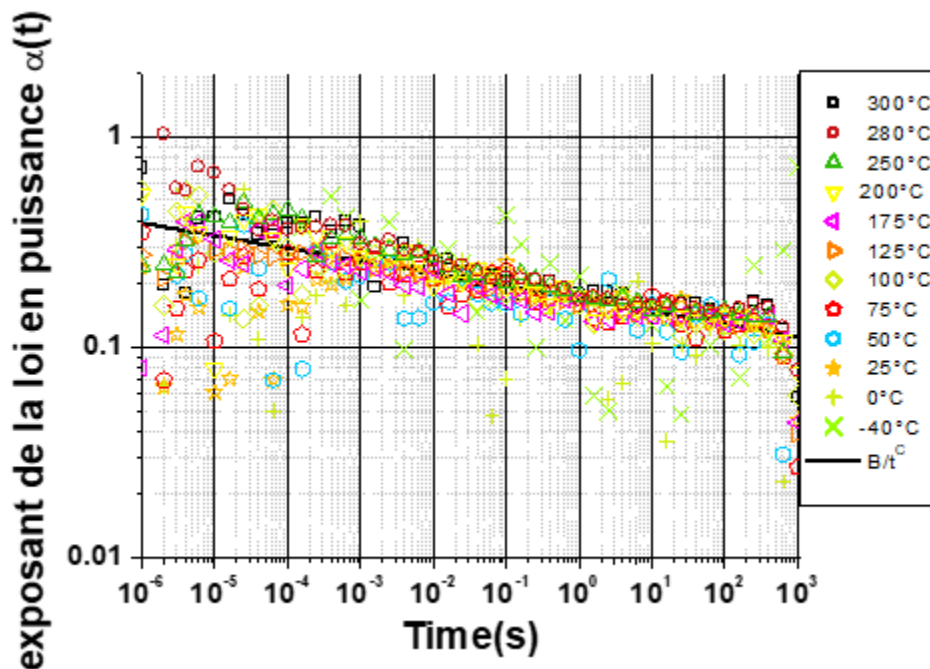


FIGURE 3.10 – Les symboles représentent les courbes dérivées du  $\Delta V_{th}$  pour le stress en températures. La ligne représente une loi empirique.

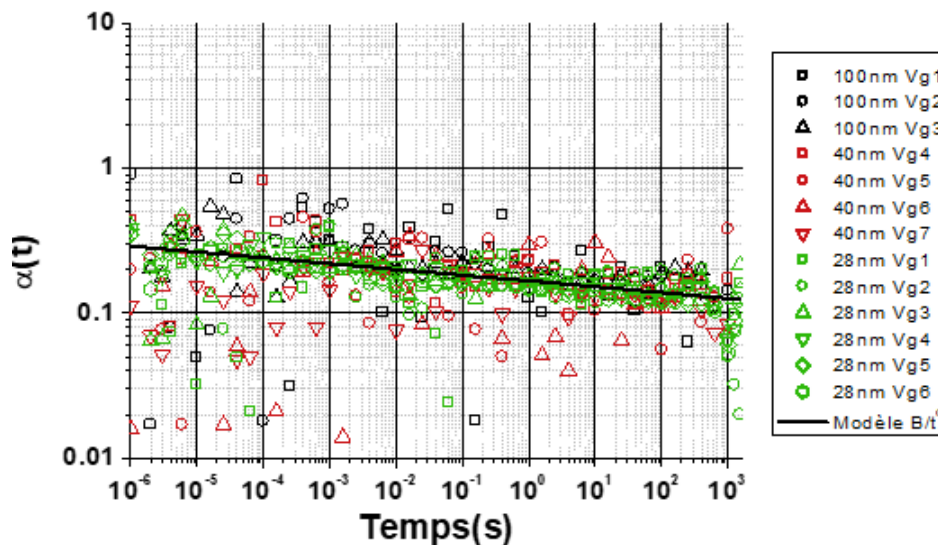


FIGURE 3.11 – Les symboles représentent les courbes dérivées de  $\Delta V_{th}$  pour des  $V_{g_{stress}}$  différents sur trois technologies différentes. La ligne représente la loi empirique.

La Figure 3.10, propose une étude de l'évolution de l'exposant  $\alpha(t)$  de la loi en puissance au cours du temps

pour des températures allant de  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $300^{\circ}\text{C}$ . Nous observons que la loi en puissance du temps n'est pas capable de modéliser les temps courts aux basses températures. De sorte que l'exposant suit l'équation 3.6.

$$\alpha(t) = \frac{d\log(\Delta V_{thstress}(t))}{d\log(t)} \quad (3.6)$$

Les Figures 3.10 et 3.11 , présentent un résultat capital dans le sens où nous trouvons une loi empirique pour  $\alpha(t)$  nous donnant une dépendance universelle aussi bien pour les tensions de grille que les températures. Notons que ce comportement universel obtenu pour  $\alpha(t)$  peut être décrit par l'équation 3.7. Cette loi est en mesure de modéliser la dérivée de nos courbes pour la température, la tension de polarisation et même différentes technologies.

$$\alpha(t) \propto \frac{B}{t^c} \quad (3.7)$$

Notons que  $c$ , l'exposant du temps de la loi empirique présentée sur les Figures 3.10 et 3.11 est une constante tandis que  $B$  change selon que nous faisons l'étude en température ou bien en tension. L'intégration de  $\alpha(t)$  nous permet alors d'obtenir une loi empirique pour modéliser la dégradation du stress. Cette dépendance du  $\Delta V_{th}$  est exprimée dans l'équation 3.8. Lors de l'intégration une constante d'intégration apparaît (nous l'avons notée  $A$ ), nous l'assimilerons à une constante technologique.

$$\Delta V_{thstress}(t) = A \exp\left(\frac{-B}{t^c} + \frac{B}{t_0^c}\right) \quad (3.8)$$

Nous avons alors utilisé cette équation sur nos données afin de modéliser  $\Delta V_{th}$  pour différentes valeurs de  $V_{gstress}$  pour une même température. Le résultat de ce travail est présenté pour des échantillons en 28nm FDSOI sur la Figure 3.12 où il est possible de voir l'efficacité du modèle pour des tensions de stress comprises entre  $-1\text{V}$  et  $-2\text{V}$  (la tension nominale d'utilisation de ces transistors étant de  $-1.155\text{V}$ ). Nous pouvons noter notre modèle empirique permet de bien modéliser la cinétique de  $10^{-6}\text{ s}$  à  $10^3\text{ s}$ .

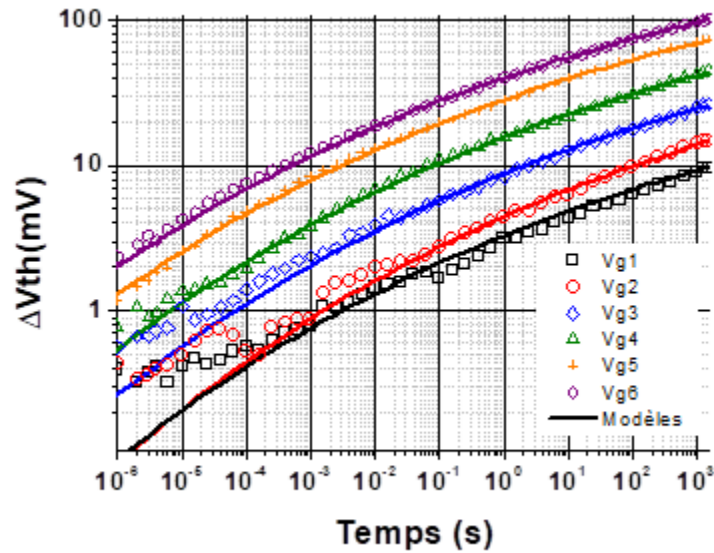


FIGURE 3.12 – Le modèle proposé semble correctement modéliser les effets en tensions pour différentes valeurs de  $V_{gstress}$ . Toutes ces courbes sont faites à  $125^{\circ}\text{C}$ . Les symboles représentent des mesures faites à différentes tensions et les lignes représentent le modèle.

De la même manière, nous avons effectué ce travail pour une seule tension sur la gamme  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $300^{\circ}\text{C}$ , afin de vérifier l'efficacité du modèle. Le résultat de ce travail est présenté sur la Figure 3.13.

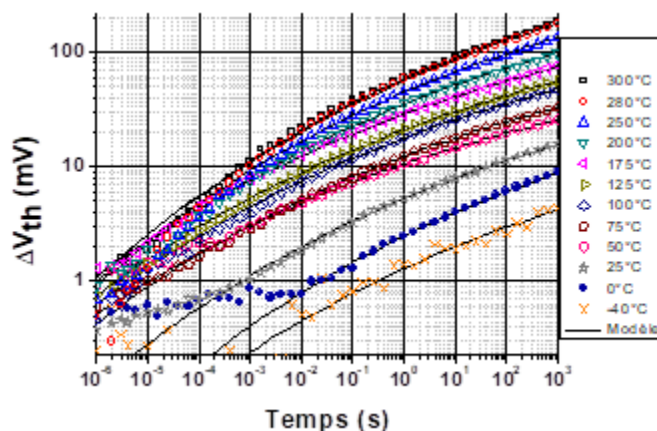


FIGURE 3.13 – Comparaison du modèle avec les données expérimentale en température. La tension de stress étant identique pour toutes les températures.

Nous assumons totalement le caractère empirique de cette approche, en revanche ce modèle propose un puissant outil capable de modéliser le stress quel que soit le temps, la température et la tension de stress. De plus nous sommes capable d'appliquer ce modèle sur d'autres technologies comme nous l'avons montré sur la Figure 3.11. Nous avons donc un modèle compact, efficace et bien plus simple d'utilisation que les modèles complexes basés sur la résolution d'équations différentielles avec de nombreux paramètres [83, 84, 125]. Nous mentionnons ici que les valeurs des paramètres A et B utilisées afin de modéliser les dégradations sur les Figures 3.12 et 3.13 seront données dans la suite (section 3.4) sur les Figures 3.18 et 3.19 lorsque nous étudierons la dépendance des paramètres A et B avec la température et polarisation de grille.

### 3.3.2 Élaboration du modèle de relaxation :

Comme nous l'avons montré en préambule de cette partie (Figure 3.9), la relaxation ne peut pas être modélisée par une simple loi de type logarithmique. L'utilisation de l'outil d'analyse des courbes, présenté dans la sous-section du chapitre 3 (section 3.2.1) portant sur les nouveaux outils d'analyse, sur les données en température montre que la relaxation présente deux cinétiques drastiquement différentes comme présenté sur la Figure 3.9.

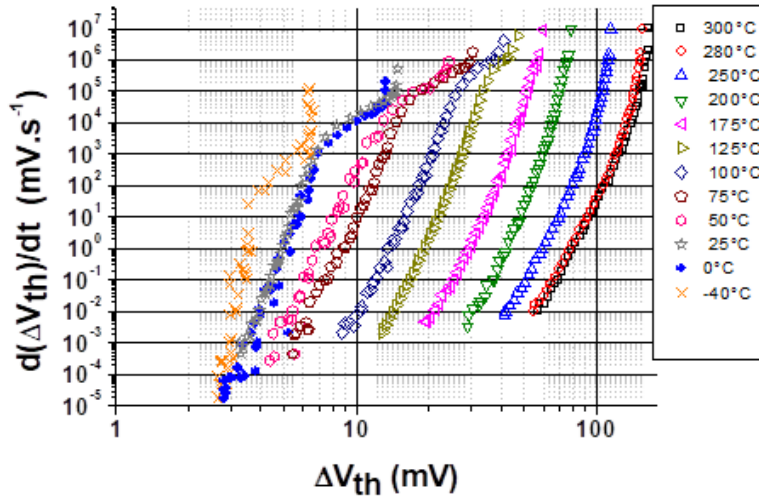


FIGURE 3.14 – Cinétique de la relaxation pour  $V_{g_{relaxation}}=0.6V$  en fonction de la température. Tous les stress ont été faits à la même tension de stress et de relaxation.

La Figure 3.14 permet d'observer la vitesse de relaxation en fonction de la température pour  $V_{g_{stress}}$  fixée. La Figure 3.14, montre clairement que pour les basses températures, il y a deux dynamiques fondamentalement différentes pour la vitesse de dégradation. Nous voyons aussi que la contribution qui arrive en basse température semble avoir une dynamique propre indépendante de la température. De plus l'impact de ce mécanisme semble diminuer en température. La seconde contribution présente une activation en température puisque pour une même vitesse nous aurons une dégradation différente.

De plus l'utilisation de l'analyse spectrale sur une courbe de relaxation faite à  $125^{\circ}C$  avec  $V_{g_{relaxation}}=0.6V$ , nous a révélé qu'il y a bien deux comportements (Figure 3.3, 3.4, 3.6). En effet la Figure 3.4 présentant les amplitudes montre un pic vers dix microsecondes, tandis que les autres  $A_{ccRi}$  semblent relativement identiques. De manière intéressante, la Figure 3.15 montre qu'une somme discrète d'exponentielles au cours du temps peut être modélisée par une loi de type logarithmique. Ce type de figure a été présenté par H.Reisinger [126] avec l'explication que c'est le résultat d'une "sorte" de transformée de Fourier et une démonstration a été proposée par T.Grasser [127]. Nous proposons en Annexe 4 une démonstration différente et assez simple faisant appel aux transformées de Laplace.

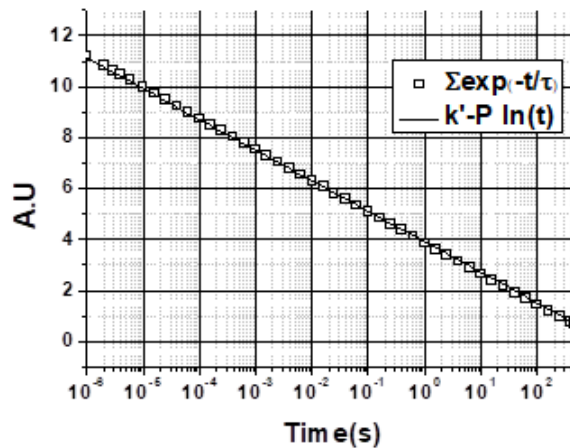


FIGURE 3.15 – Comparaison entre une sommation discrète d'exponentielles et une loi de type logarithmique.

Nous pouvons conclure de ce travail que la relaxation correspond à la superposition de deux composantes :

-Le pic à dix microsecondes correspondant à une exponentielle décroissante.

- A laquelle se superpose une cinétique purement logarithmique résultant d'une somme d'exponentielles comme démontré dans l'Annexe 2.

L'équation résultante est formulée dans l'équation 3.9. Cette équation est l'équation de notre modèle compact de relaxation qui nous permettra par la suite d'étudier des paramètres comme le temps de stress, la température, la polarisation, etc.

$$\Delta V_{th} = A - B \ln(t) + C \exp\left(-\frac{t}{\tau_r}\right) \quad (3.9)$$

A titre d'exemple, nous proposons sur la Figure 3.16, une application de ce modèle à la relaxation d'un transistor PMOS en 28nm FDSOI à 75°C et  $V_{grelaxation}=0.6V$  pour un stress fait à 75°C.

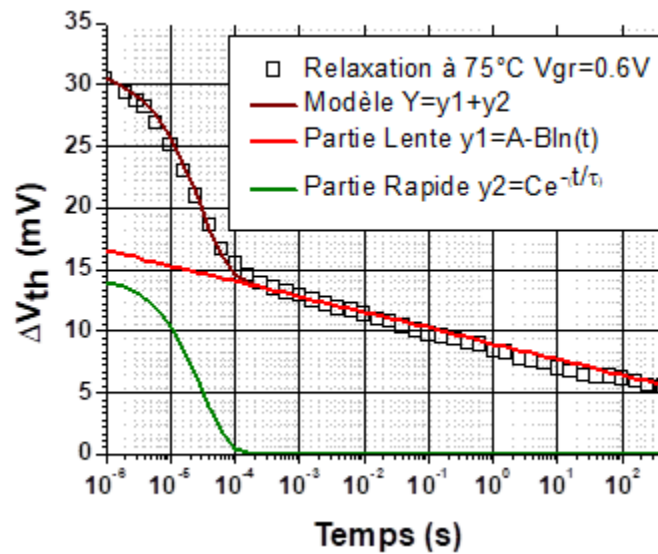


FIGURE 3.16 – Comparaison entre les données obtenues pour une relaxation à 75°C avec le modèle proposé et la contribution de chacune de ses composantes.

La Figure 3.16 en plus de montrer l'efficacité du modèle sur les données expérimentales, propose aussi une décomposition de la relaxation en fonction des deux composantes (dite lente et rapide).

### 3.4 Propriétés du NBTI lors du stress et application du modèle compact :

Dans cette section nous allons étudier de manière systématique les effets des paramètres physiques sur le NBTI dans le cadre des modèles définis dans les sections 3.2.1 et 3.2.2. Nous travaillerons sur l'accélération en temps, l'accélération en tension, l'activation en température. Nous verrons aussi des effets en fréquence.

#### 3.4.1 Accélération en tension du NBTI :

Afin d'étudier comment la tension de stress impacte le NBTI, nous avons effectué la même séquence de tests (température, temps de stress, nombre de points, nombre de mesures identiques) mais en faisant varier la tension

de stress. Toutes les courbes présentées sont des courbes moyennées. Les courbes obtenues pour la phase de stress ont été tracées dans la Figure 3.12. De plus l'échantillonnage de ces mesures est donné dans le Tableau 3.4.1.

Condition de stress (°)	Nombre de transistors
Vg1	13
Vg2	10
Vg3	11
Vg4	10
Vg5	11
Vg6	15

Tableau 3.2 : Échantillonnage des mesures faites à 125°C pour étudier les effets en tensions.

Ce travail a aussi été réalisé à 165°C et 25°C afin de mettre le modèle à l'épreuve. La Figure 3.17, montre le résultat lors de l'utilisation du modèle sur une gamme de valeurs de  $V_{g_{stress}}$  similaire à la Figure 3.12 pour 165°C.

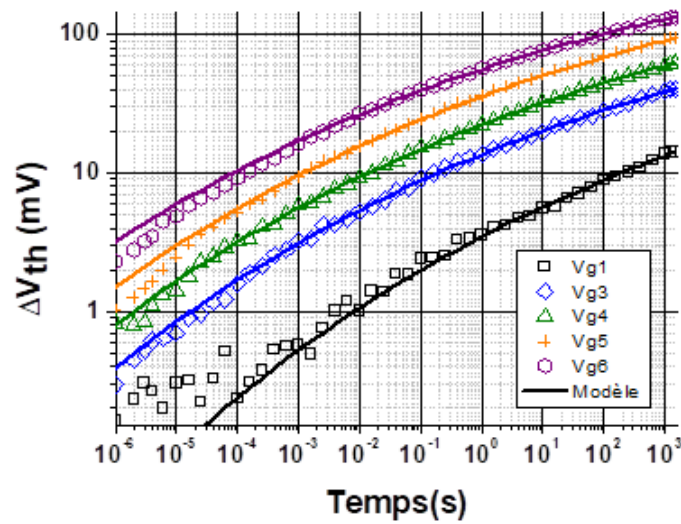


FIGURE 3.17 – Comparaison entre le modèle (lignes) et les données mesurées à 165°C.

A partir des mesure présentées sur les Figures 3.12 et 3.13, nous avons extrait les dépendances des paramètres A et B en fonction de la température et des tensions de stress. La variable C étant une constante, nous présentons la dépendance des paramètres A et B sur les Figures 3.18 et 3.19.

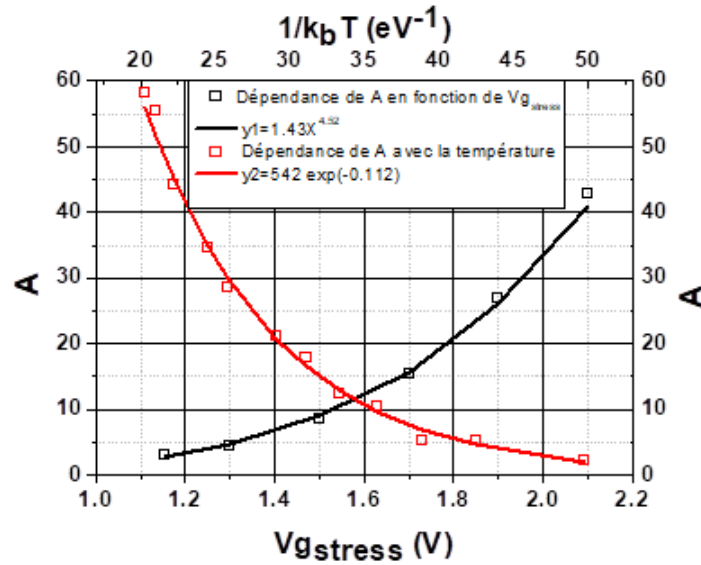


FIGURE 3.18 – Dépendance du paramètre A avec la température en rouge et avec les tensions de stress en noir.

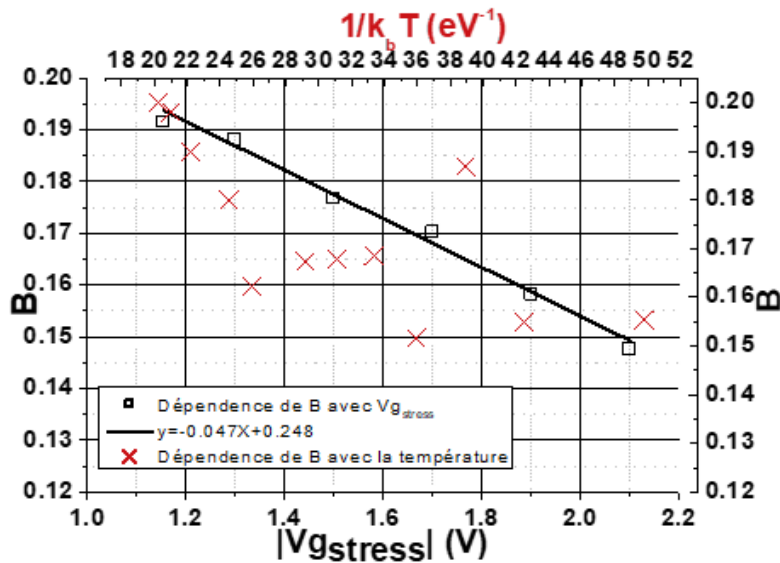


FIGURE 3.19 – Dépendance du paramètre B avec la température en rouge et avec les tensions de stress en noir.

Nous pouvons proposer des lois de dépendance en fonction de la tension de stress pour le paramètre A. En ce qui concerne le paramètre B, nous trouvons une dépendance linéaire avec  $V_{gstress}$ . En ce qui concerne la température, le paramètre B ne semble pas suivre une dépendance claire et ses variations restent assez faibles (comprise en 0.15 et 0.2).

### 3.4.2 Accélération en temps du NBTI :

Prenant des conditions de stress identiques, (même  $V_{gstress}$  et même température) nous avons fait des mesures de plus en plus longues, afin de voir s'il y a un impact du temps de stress sur les paramètres du modèle de stress. Dans le cas où des lois en puissance du temps sont utilisées pour modéliser les courbes de stress du NBTI, il est



possible de les mettre en défaut en augmentant le temps de stress. L'objectif ici est d'essayer de mettre en défaut la dépendance en temps de notre modèle.

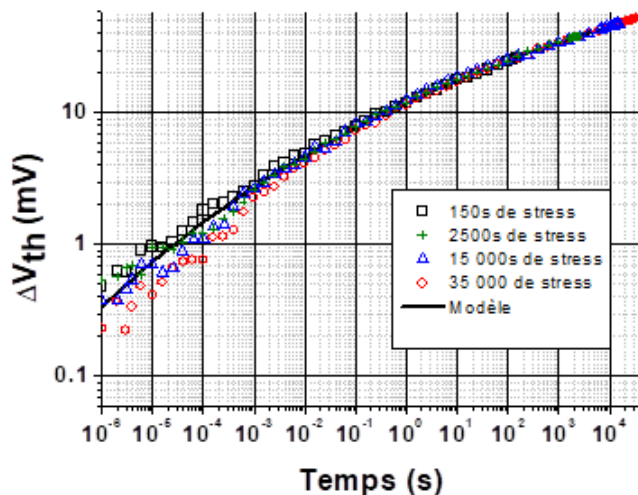


FIGURE 3.20 – Effet du temps de stress sur les paramètres du modèle de stress.

Dans ce but nous avons fait des mesures à 125°C pour un même  $V_{g_{stress}}$ . De plus nous avons fait des mesures allant de 150 s à 35 000 s et nous avons modélisé chaque courbe individuellement, et nous avons obtenu le même jeu de paramètre pour modéliser les différents temps de stress comme présenté sur la Figure 3.20. Nous notons que le paramètre C est une constante du modèle et que celle-ci reste identique pour toutes les modélisations faites sur le 28 nm FDSOI.

Nous observons clairement que le temps de stress n'a pas d'impact sur les paramètres du modèle et qu'un seul jeu de paramètres suffit à modéliser des temps courts au temps longs. De plus nous avons fait une autre expérience à la même température pour une autre valeur de  $V_{g_{stress}}$  et des temps plus longs afin de s'assurer que la dépendance en temps était correcte même pour un stress à basse tension (compris entre -1V et -1.4V) en température et pour des temps assez longs. La Figure 3.21 montre ce résultat où seuls les paramètres B et P varient. Le modèle proposé modélise correctement la dépendance en temps.

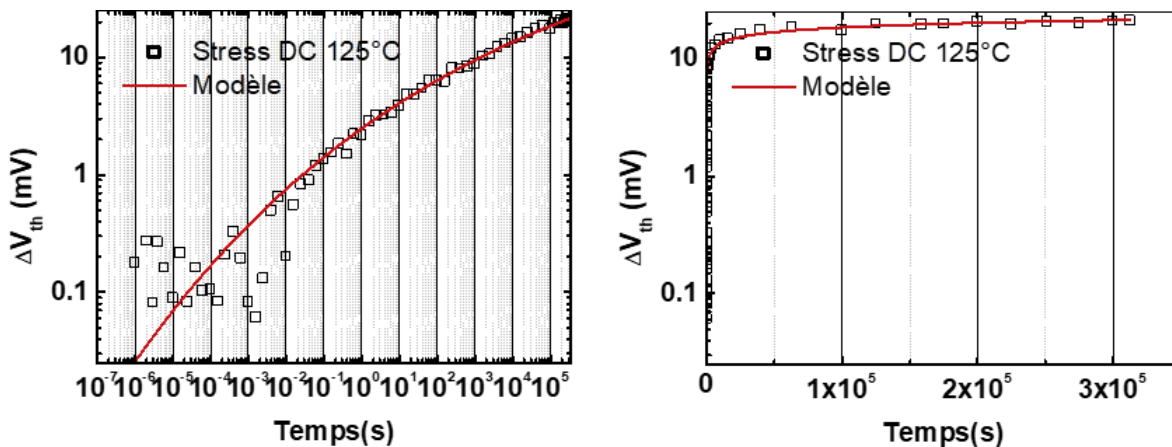


FIGURE 3.21 – Vérification que la dépendance en temps est bien modélisée même pour des temps de stress longs en température et pour un  $V_{g_{stress}}$  proche de la tension nominale d'utilisation de la technologie. Nous traçons les mêmes données suivant un axe linéaire et un axe logarithmique.

### 3.4.3 Les effets en température :

La température a un impact majeur sur la dégradation des transistors MOS et historiquement la fenêtre d'étude du NBTI était la fenêtre sur laquelle l'industrie a longtemps effectué les qualifications de ses produits (à savoir de 25°C à 125°C). De plus une étude en température a pour objectif de mieux comprendre la physique sous-jacente en mettant en exergue certains phénomènes pour certaines plages de température. Enfin depuis quelques années avec la perspective des applications et des marchés concernant l'automobile, cette fenêtre s'est étendue pour atteindre aujourd'hui -40°C à 165°C.

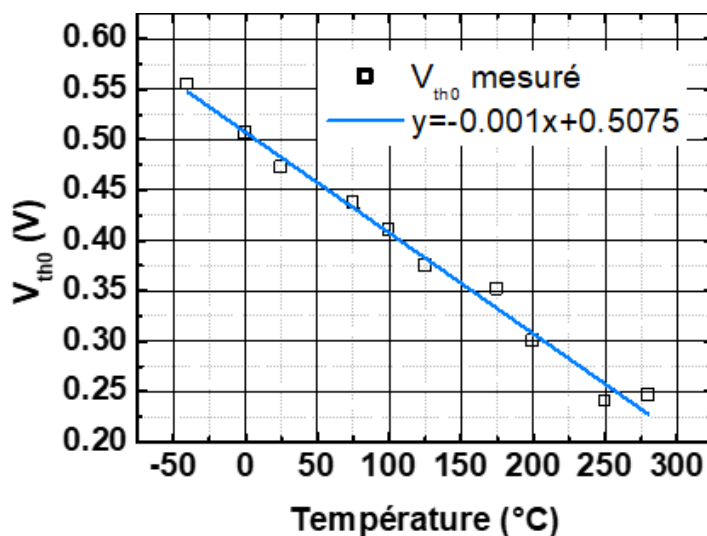


FIGURE 3.22 – Effet de la température sur  $V_{th0}$  pour nos dispositifs PMOS en 28nm FDSOI.

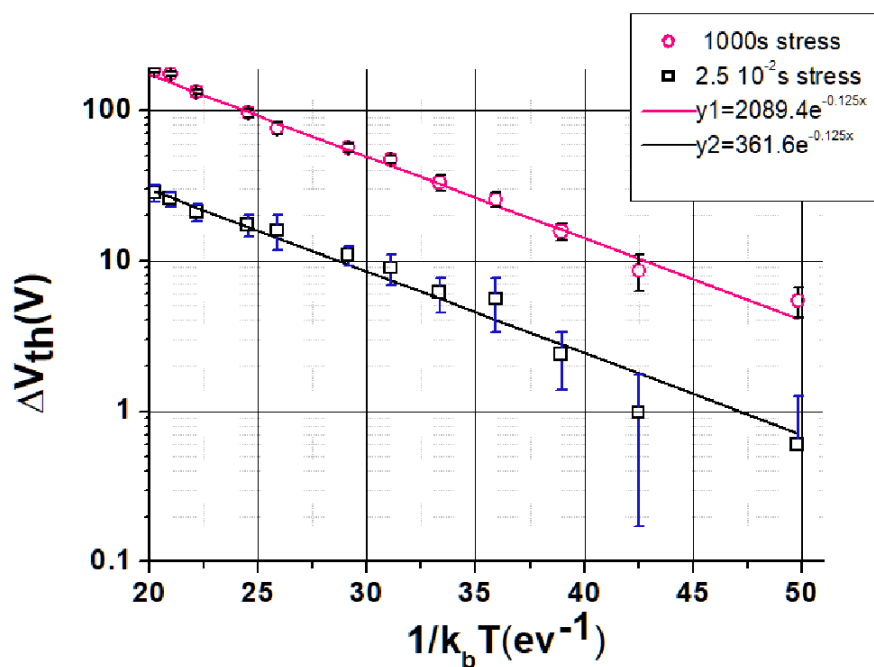


FIGURE 3.23 – Dépendance de la dégradation en fonction de la température pour un même stress DC au temps 0.025s et 1000s.

Nous travaillons dans cette section sur les effets en températures. Dans ce but nous avons fait une étude exhaustive en température couvrant la fenêtre  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $300^{\circ}\text{C}$  à l'aide de 12 températures comme précisé dans la Tableau 3.1.

Puisque nous observons la dégradation de  $V_{th}$ , nous commençons par introduire l'effet en température sur la caractéristique élémentaire de notre transistor MOS :  $V_{th0}$ . La Figure 3.22 nous montre que  $V_{th0}$  suit une loi linéaire lui faisant prendre 1 mV par degré sur la gamme  $-40^{\circ}\text{C}$  à  $300^{\circ}\text{C}$ .

Du fait de notre étude en température, nous sommes en mesure d'étudier (pour le stress) l'énergie d'activation en fonction du temps de stress à la suite d'un même stress (même  $V_{g_{stress}}$ , même délai de mesure, et même temps de stress) où seule la température change dans l'expérience. De la mesure de  $\Delta V_{th}$ , nous pouvons alors tracer la dépendance du stress suivant une loi d'Arrhenius comme présenté sur la Figure 3.23. Nous trouvons que l'énergie d'activation est la même de  $10^{-2}$  à  $10^3\text{s}$  et nous trouvons environ 0.125 eV.

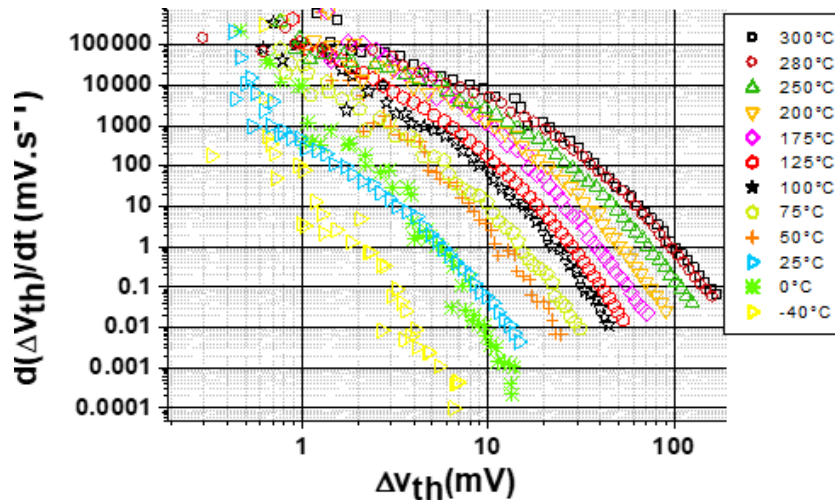


FIGURE 3.24 – Étude de la vitesse de dégradation en fonction de la température (pour un stress identique).

De plus, la Figure 3.24, montre que l'accélération pour les hautes températures ne présente pas la même activation pour les temps longs que pour les temps courts. Nous observons pour les hautes températures une nette fracture de la dynamique de la courbe pour le stress.

L'application du modèle sur nos mesures en température a été présenté en figure 3.13, nous avons alors extrait les paramètres A et B du modèle du stress pour les mesures en température. Les dépendances en température sont présentées en rouge (symbole et lignes) dans les Figures 3.18 et 3.19. Nous trouvons pour A une claire dépendance qu'il est possible de modéliser par une exponentielle décroissante. De même pour B nous pouvons voir une dépendance en température décroissante avec la diminution en température, toutefois l'extraction du paramètre B présente une faible corrélation sur la Figure 3.19. Nous observons une forte décroissance jusqu'à  $175^{\circ}\text{C}$ , température à partir de laquelle la valeur de B change de dynamique pour saturer à basse température ( $<75^{\circ}\text{C}$ ) pour une valeur comprise entre 0.15 et 0.16.

### 3.4.4 L'effet de la fréquence sur le NBTI :

Lorsqu'il est question de mesures AC, il nous faut définir deux éléments :

- La période : c'est le temps que dure un chronogramme qui est reproduit pour chaque période.
- Le temps de cycle : c'est le pourcentage de temps que le signal passe dans un état haut. (Nous considérons ici, que le signal ne peut prendre que deux états. Un état haut et un état bas).

A titre d'exemple prenons une fréquence de 100 kHz, nous aurons alors une période de  $10^{-5}$  s et si nous prenons un temps de cycle de 50%, alors le signal passera 50% du temps dans l'état haut et 50% du temps dans l'état bas. Considérant dans un premier temps le chronogramme le plus simple :  
 Alors il faudra appliquer de manière continue un stress pendant  $5.10^{-5}$  s et ne pas appliquer de stress pendant un temps identique. Cette définition permet de créer 2 chronogrammes comme présenté dans la Figure 3.25 sous la forme A et la forme B.

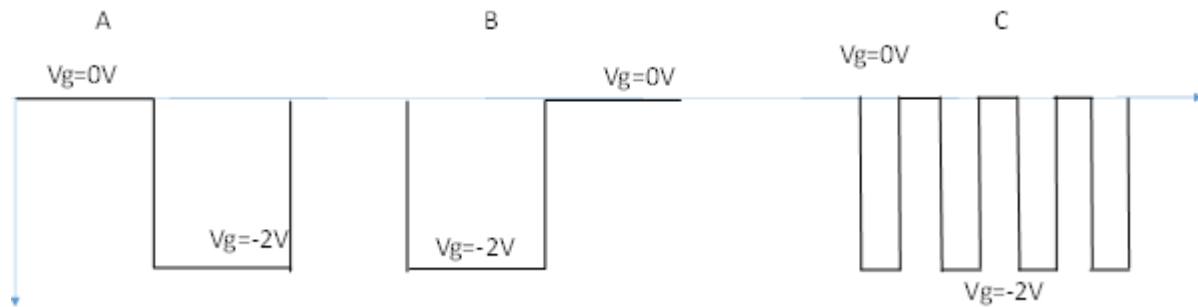


FIGURE 3.25 – Définition des deux chronogrammes les plus simples d'un stress de type AC. Les temps de cycles sont identiques pour les chronogrammes A, B et C.

Si nous parlons alors de temps de cycle, il existe une infinité de manière de remplir une période. La séquence C est une des formes possibles de remplissage pour un temps donné tout en conservant le pourcentage de temps que le signal passe dans un état haut.

Cet aspect a été étudié dans la littérature notamment par A.Subirats [128] qui a montré que peu importe le remplissage de la période, le résultat final dépend uniquement de l'état final du signal à la fin de la période. Autrement dit, il y aura une différence selon que la séquence finit par un état haut ou un état bas (aussi complexe et aléatoire que soit la séquence, elle est équivalente aux séquences A ou B de la Figure 3.25). Dans notre exemple le chronogramme C donnera des résultats identiques au chronogramme A.

De plus, en ce qui concerne cette différence entre les séquences A et B, il est reporté dans la littérature qu'elle tend à disparaître avec l'augmentation de la fréquence [128, 129, 130].

En effet la littérature [83, 128, 130] montre clairement qu'il n'y a plus d'effet entre les séquences A et B lorsque nous travaillons au MHz, alors qu'il y a des effets à plus basse fréquence. Nous n'observons pas de différence pour une fréquence de 100 kHz comme le montre la Figure 3.26, où nous comparons les séquences A et B à 125°C pour la même tension de stress.

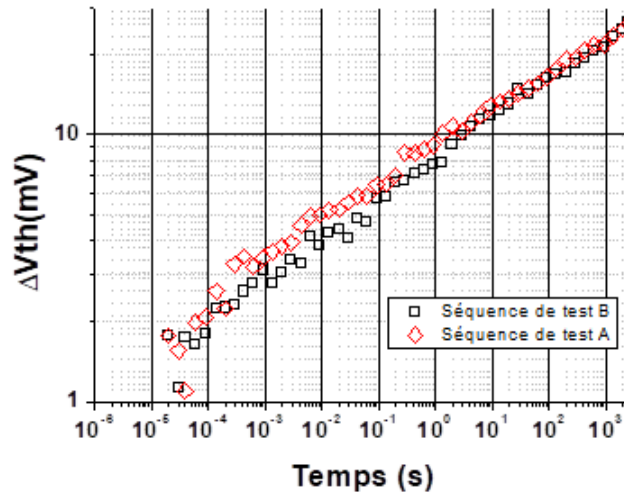


FIGURE 3.26 – Comparaison des séquences A et B pour un stress à 125°C et 100 kHz.

De plus la question se pose de l'équivalence entre un stress DC et une relaxation et un stress AC équivalent (ayant un temps de stress cumulé identique). Utilisant un stress DC et un stress AC à la même tension et la même température, nous nous plaçons à 100 kHz afin de ne pas avoir les effets de séquence A ou B, et nous choisissons un temps de cycle de 50 %. Nous observons sur la Figure 3.27 qu'il n'y a pas d'équivalence entre ces deux expériences, ce qui remet en cause tous les modèles en  $t_s/tr$  (temps de stress sur temps de relaxation) [62, 67].

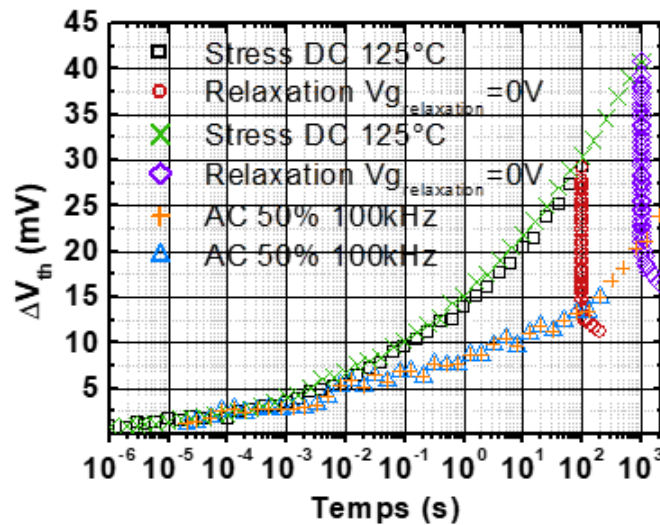


FIGURE 3.27 – Comparaison entre stress DC et sa relaxation avec  $V_{g_{relaxation}}=0V$  et un stress AC 50% ayant un temps de stress et de relaxation cumulé identique.

Nous observons que pour un temps de stress et de relaxation identique les mesures AC et DC ne coïncident pas. A temps de cycle identique, nous trouvons que la dégradation AC est au-dessus de la dégradation DC. De plus cette différence augmente avec le temps de stress. Nous prenons sur ces résultats l'intérêt de modéliser et de comprendre la phase de relaxation afin de comprendre pourquoi nous ne trouvons une équivalence entre les mesure AC et les mesure DC auxquelles sont ajouté un temps de relaxation.

### 3.5 Analyse du comportement de la relaxation du NBTI :

La relaxation du NBTI a fait l'objet d'une attention particulière dans notre étude, car celle-ci est capitale dans la perspective de l'élaboration d'un modèle, or celle-ci est moins étudiée dans la littérature que ne l'est le stress. De son étude, nous avons mis en évidence deux mécanismes de dégradation. Cette partie sera l'occasion de traiter les données collectées à l'aide de notre modèle de relaxation et de mettre certains effets en évidence.

#### 3.5.1 Accélération en tension :

L'extraction des paramètres en tension de stress est illustrée sur la Figure 3.28 où nous avons modélisé les données collectées avec le modèle de relaxation proposé dans la partie 3.2.2 et dont l'équation est donné en équation 3.9.

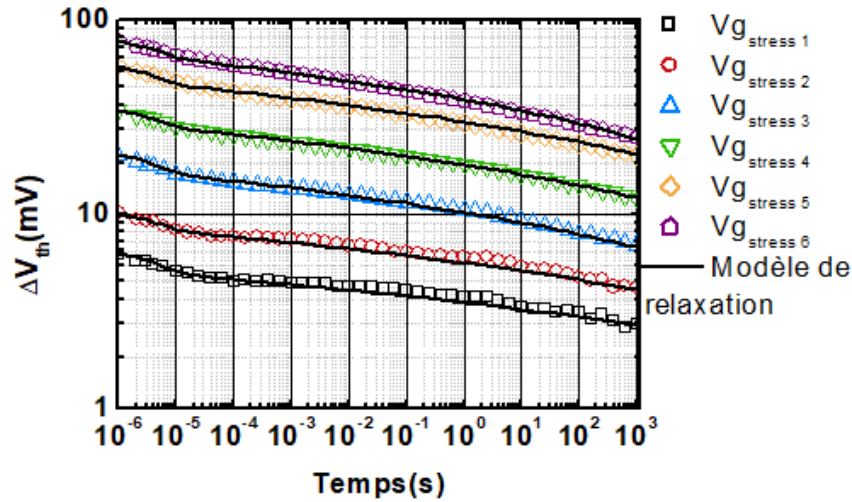


FIGURE 3.28 – Application du modèle de relaxation sur les courbes de relaxation obtenues pour différents  $V_{g_{stress}}$  à  $125^{\circ}\text{C}$  pour un  $V_{g_{relaxation}}=0.6\text{V}$ .

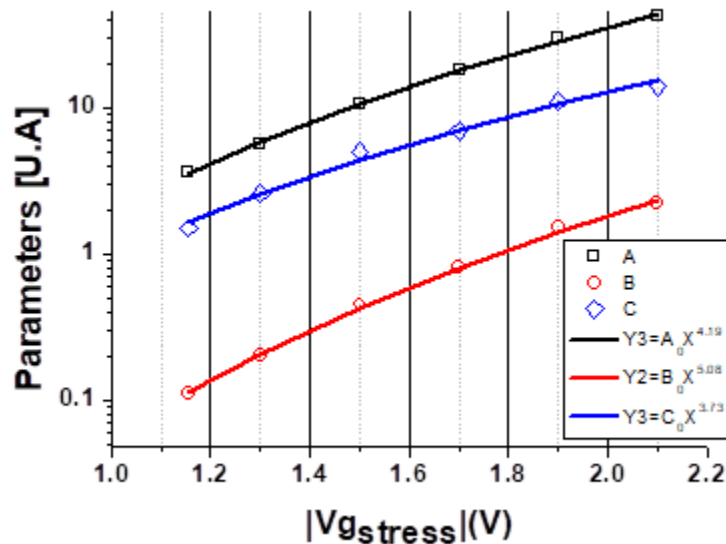


FIGURE 3.29 – Dépendance des paramètres A, B et C du modèle de relaxation en fonction de la tension de stress.

### 3.5.2 L'effet du temps de stress sur la relaxation :

En étudiant la dépendance des paramètres A, B, C et  $\tau_r$  du modèle de relaxation proposé dans l'équation 3.9 en fonction de la tension de stress, nous avons mis en évidence un point intéressant puisque que le temps d'émission ( $\tau_r$ ) est indépendant de la tension de stress appliquée (durant la phase de stress).

En revanche la partie exponentielle contribue à la dégradation du fait de l'évolution du paramètre C (l'amplitude de cette contribution augmente). Toutefois les autres paramètres présentent une dépendance qu'il est possible de modéliser à l'aide d'une loi en puissance dont l'exposant est proche de 4. Ces dépendances sont données dans la Figure 3.29.

Comme pour le stress, nous devons vérifier quel est l'impact du temps de stress sur la relaxation pour des temps de stress différents et des conditions identiques (tension de stress, température et tension de relaxation). Dans ce but, nous avons fait une expérience particulière consistant à augmenter progressivement le temps de stress. Pour ce faire nous appliquons des stress de plus en plus longs (nous ajoutons une décade de temps supplémentaire) afin de capturer la relaxation à la suite de ce stress. La Figure 3.30 présente cette expérience. Il est à noter que les courbes présentées représentent la moyenne des courbes réalisés sur 10 transistors, chaque nouveau temps de stress est fait sur dix "nouveaux" transistors (transistors non dégradés avant le cycle de stress).

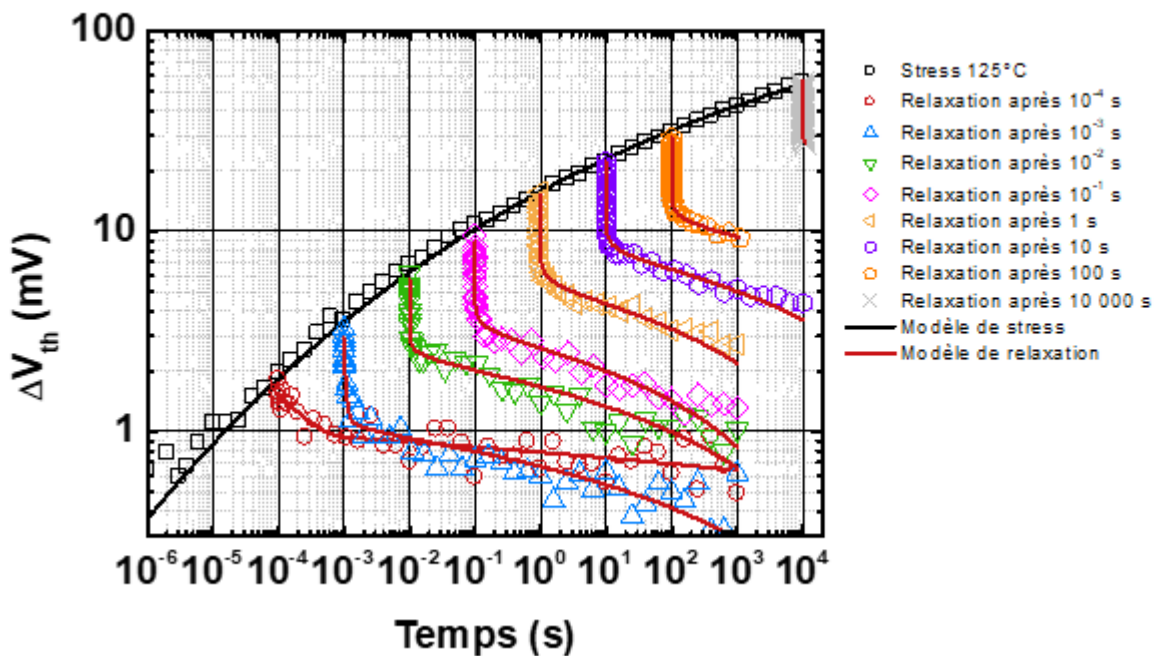


FIGURE 3.30 – Relaxation mesurée pour des temps de stress différents. Les conditions de stress étant identiques (température, tension de stress).  $V_{g_{relaxation}}$  est lui aussi le même pour toutes les relaxations, seul le temps de stress évolue.

A l'aide de cette expérience et de l'application du modèle de relaxation, nous trouvons que le temps de relaxation caractéristique  $\tau_r$  défini dans l'équation 3.9 est indépendant du temps de stress. La dépendance des paramètres A, B et C avec le temps de stress est résumée dans la Figure 3.31.

Il faut noter que peu importe la tension de relaxation appliquée, le paramètre C présente une saturation après un stress de l'ordre de 1 s. C'est pourquoi nous ne proposons une dépendance que pour des temps de stress courts (<1 s).

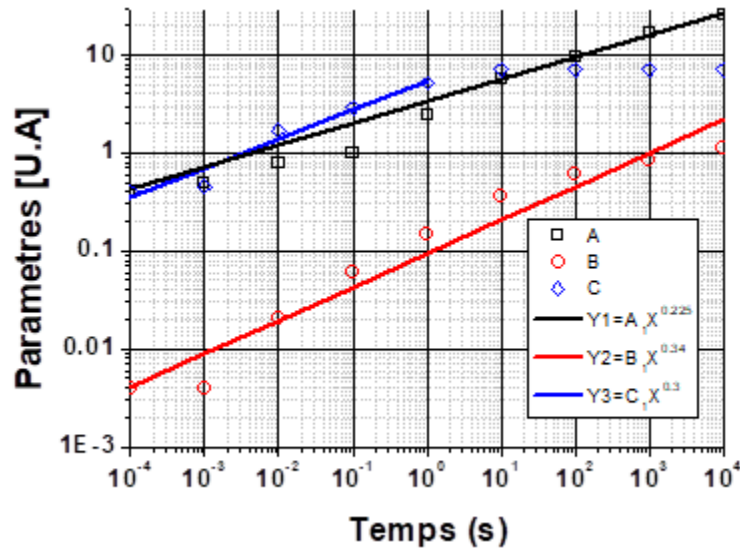


FIGURE 3.31 – Dépendance des paramètres A, B et C du modèle de relaxation en fonction du temps.

### 3.5.3 Les effets de la polarisation de relaxation ( $V_{g_{relaxation}}$ ) :

En ce qui concerne les effets de  $V_{g_{relaxation}}$ , nous pouvons noter que pour un même stress, changer la valeur de la polarisation de relaxation impacte l'inflexion pour les temps courts comme cela est montré dans la Figure 3.32. Cela peut être considéré comme une modulation du temps d'émission des pièges.

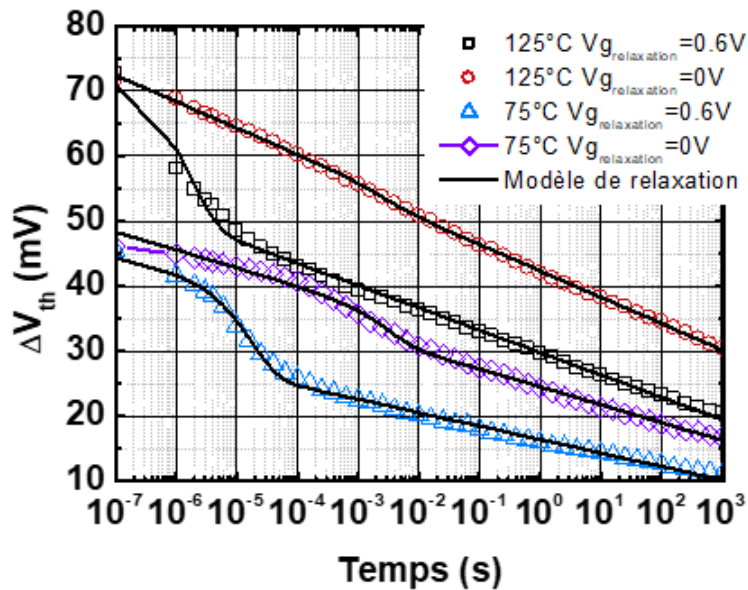


FIGURE 3.32 – Représentation de la relaxation pour deux températures (125°C et 75°C) après un stress DC rigoureusement identique. Seule la polarisation de la relaxation change.

Si nous considérons une relaxation à 125°C avec  $V_{g_{relaxation}}=0V$  alors nous aurons un comportement monotone comme pour les températures plus importantes. En revanche l'application de  $V_{g_{relaxation}}$  positif de 0.6V nous permet de moduler le temps d'émission et de révéler cette composante. Et comme nous l'avons montré dans le chapitre 2 sur



la Figure 2.7, la relaxation est totale même si elle prend des temps très importants. Utiliser  $V_{g_{relaxation}}$  positif nous permet donc d'accélérer cette relaxation mais aussi de mettre en lumière l'une des composantes de la relaxation qui ne semblait pas présente à haute température.

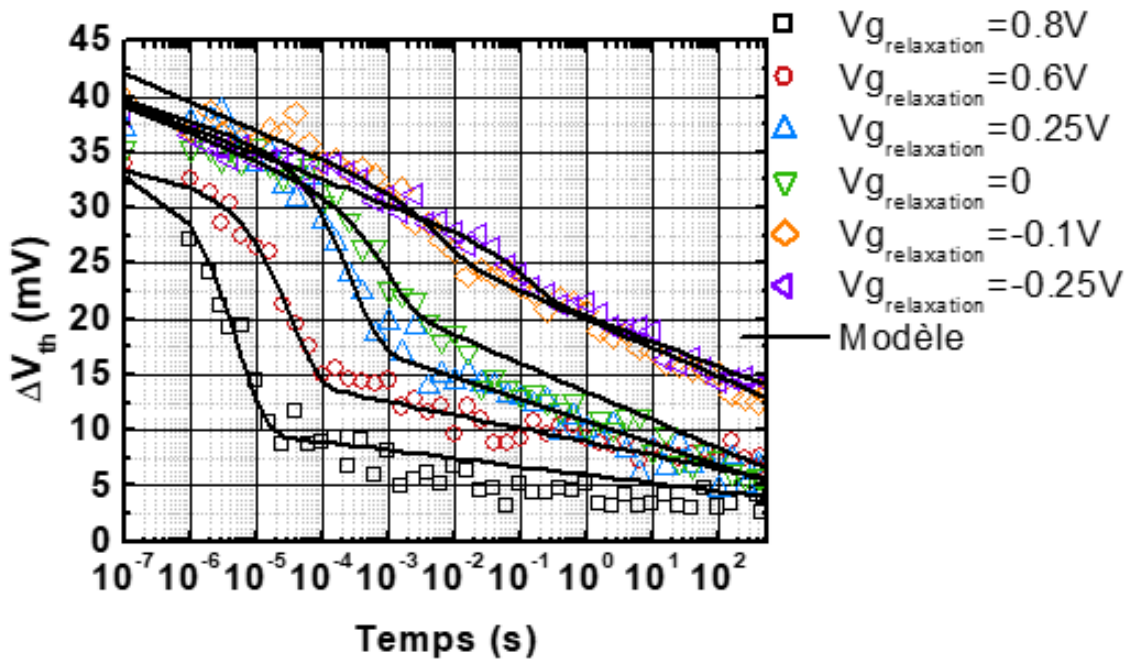


FIGURE 3.33 – Effet de la valeur de  $V_{g_{relaxation}}$  sur la relaxation à la suite d'un même stress DC fait à  $75^{\circ}\text{C}$  pendant 1000 s.

La Figure 3.33 nous montre que plus la tension de relaxation sera forte et positive et plus le comportement rapide relaxera rapidement. En revanche nous notons qu'une relaxation nulle ou légèrement négative n'a que peu d'influence sur la relaxation. De plus nous avons confirmé ce résultats pour la technologie "Bulk" et FDSOI à différentes températures et pour différents  $V_{g_{relaxation}}$  [60]. Nous pouvons remarquer que nous avons pour les relaxation positive, négative et nul besoin du comportement logarithmique et exponentiel. Les courbes de la Figure 3.34 représentent le comportement de la relaxation moyenné sur 10 transistors MOS.

### 3.5.4 Les effets de la température sur la phase de relaxation :

#### 3.5.4.1 Observations générales :

Cette sous-section a pour but de faire l'état des observations de la relaxation en fonction de la température. Nous avons commencé notre étude de l'effet de la température sur la relaxation par l'étude de l'énergie d'activation, nous avons alors tracé la courbe d'Arrhenius pour un temps de relaxation donné. Le résultat de ce travail est fourni pour deux temps de relaxation sur la Figure 3.34.

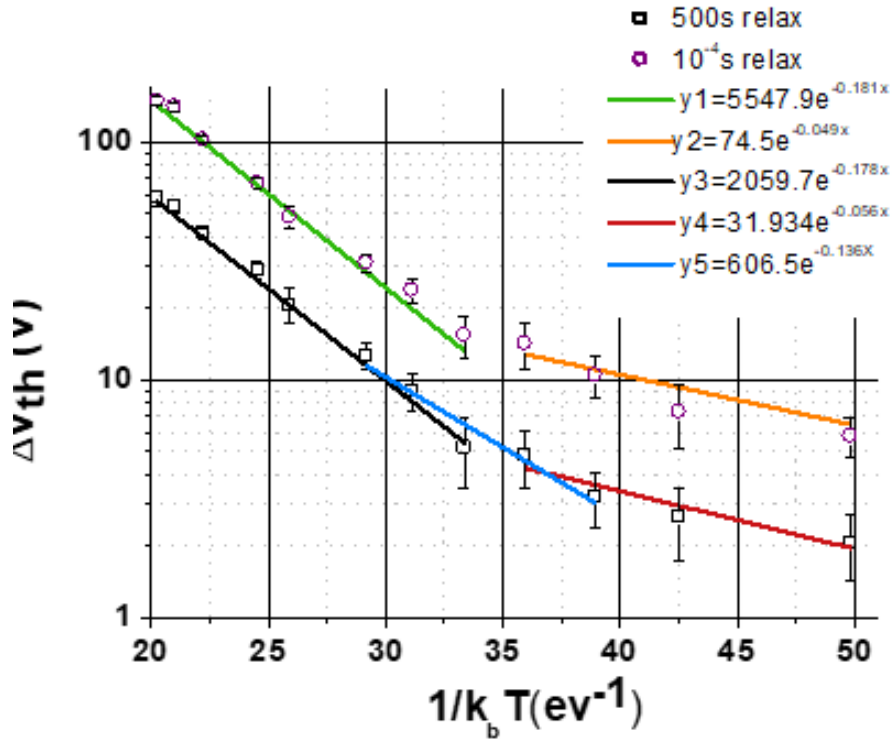


FIGURE 3.34 – Figure en Arrhenius de  $\Delta V_{th}$  pendant la phase de relaxation pour des temps de relaxation de 0.1 ms et de 500 s.

Il est à noter que seule la température a changé dans le protocole expérimental et que les autres paramètres comme  $V_{grelaxation}$ ,  $V_{gstress}$ , ou les temps de stress sont identiques tout comme les chronogrammes de mesure.

La Figure 3.35 nous apporte un certain nombre de résultats, avec notamment l'impossibilité de modéliser la totalité de la courbe avec une simple loi d'Arrhenius comme c'était le cas pour le stress. Nous notons aussi une claire inflexion aux alentours de  $75^\circ C$ , ce qui nous amène à extraire deux énergies d'activation en fonction de la température. Les valeurs de  $E_a$  extraites sont indépendantes du temps de relaxation. Nous trouvons pour les hautes températures une valeur pour  $E_a$  de l'ordre de 0.18 eV et de 0.05 eV pour les basses températures. De plus, la littérature considère le plus souvent une fenêtre expérimentale réduite, or si nous observons la fenêtre  $25^\circ C$ - $125^\circ C$  (fenêtre de qualification historique) alors nous voyons qu'il est possible d'obtenir une droite et d'en extraire une valeur intermédiaire de l'ordre de 0.136 eV. Un certain nombre de publications reportent des données sur une fenêtre réduite de sorte qu'il est possible d'extraire des  $E_a$  "locales" qui n'ont qu'un comportement intermédiaire [98, 131, 132, 133, 134, 135]. Seules quelques publications proposent une étude étendue en température où nous retrouvons cette inflexion de  $E_a$  similaire à la nôtre et ne sous-estime pas l'impact de la température [136, 137]. La conséquence de cette double  $E_a$  est la mise en évidence de deux mécanismes de dégradation. La présence de ces deux mécanismes semble être confirmée par l'outil que nous avons développé afin d'étudier la vitesse de relaxation est qui a été représenté dans la Figure 3.14 pour toutes les températures.

Cette analyse fait donc intervenir deux mécanismes de relaxation indépendants. Une alternative à cette représentation avec deux  $E_a$  liés à deux mécanismes indépendants est donnée en Figure 3.35 où nous montrons que la relaxation obéit à une loi en puissance du type  $T^{-4}$ . De plus le Tableau 3.3 nous montre que cette dépendance est indépendante du temps de stress. Cette interprétation permet de travailler sur toute la gamme de température et nous donne une alternative à l'utilisation de deux  $E_a$ .

Temps de relaxation (°C)	Exposant de la loi en $T^n$
$10^{-6}$	-3.83
$10^{-5}$	-3.96
$10^{-4}$	-3.98
$10^{-3}$	-4.27
10	-3.87
100	-3.90
500	-3.88

Tableau 3.3 : valeur de l'exposant obtenue pour différents temps de relaxation allant de  $10^{-6}$ s à 500s

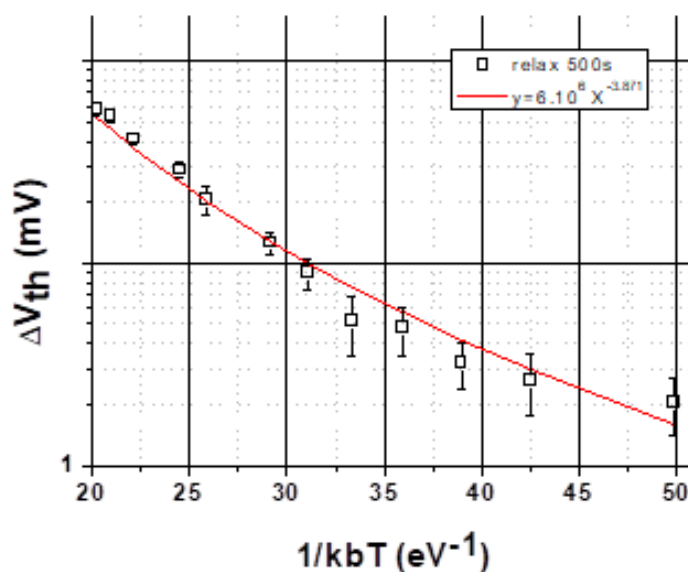


FIGURE 3.35 – Extraction de la dégradation avec la température après un même stress DC et comparaison avec une loi en puissance de la température.

En ce qui concerne la cinétique de relaxation, nous noterons que les basses températures ( $< 100^\circ\text{C}$ ) présentent une cinétique plus complexe que les hautes températures ( $> 100^\circ\text{C}$ ). En effet les hautes températures semblent présenter une relaxation ayant un comportement monotone suivant plus ou moins une loi logarithmique tandis que les basses températures présentent une inflexion intervenant pour des temps de relaxation rapides.

### 3.5.4.2 Analyse des paramètres du modèle de la relaxation en fonction de la température

Utilisant les expériences en température de  $-40^\circ\text{C}$  à  $300^\circ\text{C}$  définie dans le Tableau 3.1, nous appliquons le modèle de relaxation. La Figure 3.36 montre le résultat de la modélisation de nos données expérimentales. Un solveur est utilisé afin d'obtenir le meilleur jeu de paramètre modélisant nos données expérimentales. Nous pouvons alors extraire les dépendances des paramètres A, B, C et  $\tau_1$  en fonction de la température.

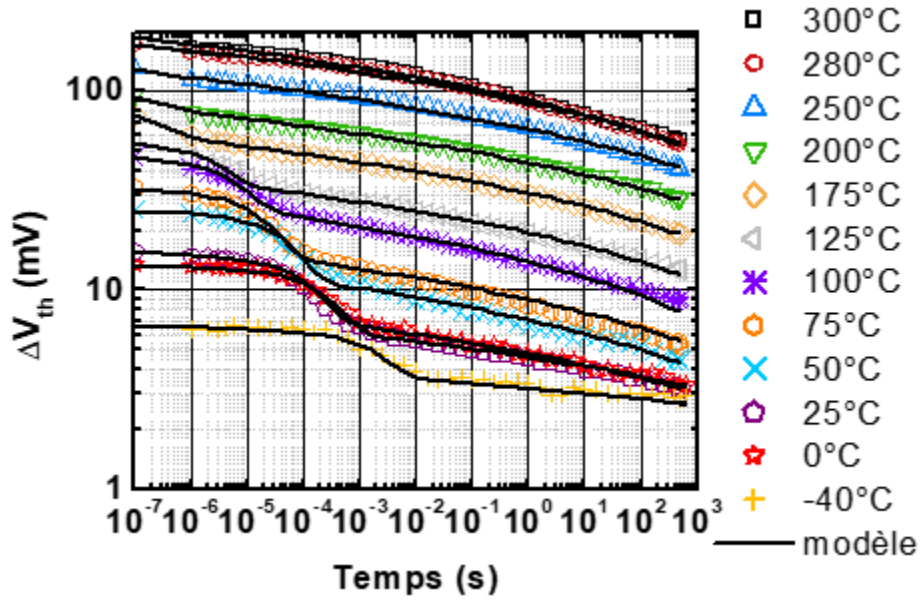


FIGURE 3.36 – Application du modèle donné dans l'équation 3.9 aux données expérimentales en température.

Les dépendances des paramètres A, B, C et  $\tau r$  sont résumées dans le Tableau 3.4.

Paramètre	Température	$V_{g_{stress}}$	$V_{g_{relaxation}}$	Temps de stress
A	$A_0 x^{-4.03}$	$A_0 x^{4.7}$	$A_0 e^{-1.4x}$	$A_0 x^{-0.21}$
B	$B_0 x^{-4.7}$	$B_0 x^{6.7}$	$B_0 e^{-1.37x}$	$A_0 x^{-0.16}$
C	$C_0 x^{-4.3}$	$C_0 x^{4.2}$	$C_0 e^{-1.4x}$	Constant
$\tau r$	$D_0 x^{12.08}$	Constant	$D_0 x^{-9.07}$	Constant

Tableau 3.4 : Dépendance des paramètres A, B, C et  $\tau r$  en fonction de la température, de la polarisation de stress, de la polarisation de relaxation et de la dépendance en temps de stress.

Nous avons extrait les dépendances des paramètres de la relaxation. Nous pouvons alors utiliser notre modèle pour décomposer la relaxation en deux composantes. Nous présentons ce travail sur la Figure 3.37 pour une relaxation faite à 75°C avec un  $V_{g_{relaxation}} = 0.6V$ . Nous sommes donc capables d'extraire la composante exponentielle (dite rapide du fait qu'elle ne contribue plus pour des temps de relaxation longs). Faisant ce travail sur les expériences en température, nous pouvons observer l'évolution en température de cette contribution. Le résultat est présenté en Figure 3.38. Nous observons un point fondamental puisque nous voyons que le temps d'émission est lié à la température tout comme l'amplitude de cette contribution. Celle-ci augmente avec la température de -40°C à 100°C environ, puis l'amplitude diminue au-delà de 100°C. Nous notons aussi que le temps caractéristique diminue aussi avec la température. Nous voyons alors que ce n'est pas la dynamique de la contribution exponentielle qui change avec la température mais notre capacité à la capturer dans notre fenêtre expérimentale qui commence à la microseconde.

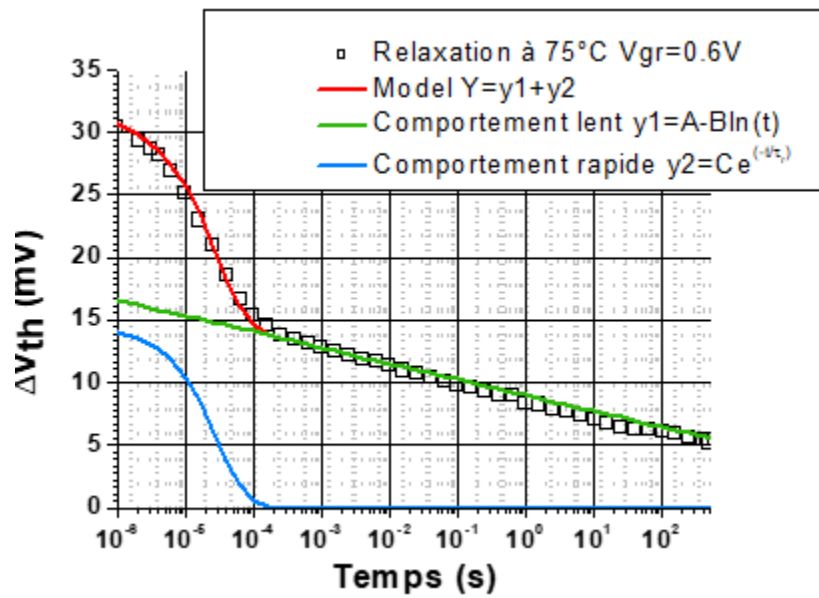


FIGURE 3.37 – Séparation des contributions exponentielles et logarithmiques de la relaxation.

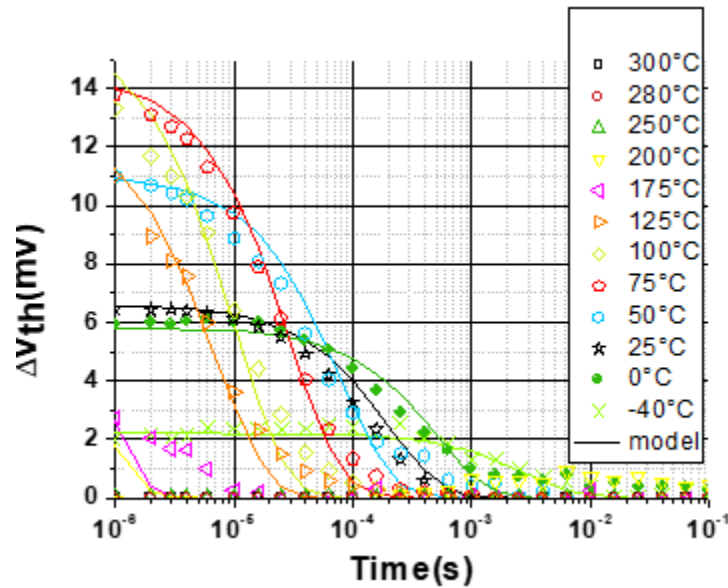


FIGURE 3.38 – Contribution de la partie exponentielle de la relaxation en fonction de la température.

La Figure 3.39 donne un exemple de l'application du modèle pour une relaxation faite après un stress à 200°C (la relaxation est aussi faite à 200°C) et pour un  $V_{g_{relaxation}} = 0.6V$ . Cette figure utilise le modèle de relaxation pour extrapoler la dégradation à des temps plus courts. Le dernier point mesuré lors de la phase de stress est d'environ 95mV, nous pouvons alors voir que d'après le modèle, la relaxation commence à  $7.10^{-7}$  s. Ce temps est en dehors de notre fenêtre expérimentale, de sorte qu'une partie de la dégradation n'est donc pas mesurée pour les hautes températures. De la même manière, si nous observons la Figure 3.37, nous pouvons voir qu'à 75°C, notre fenêtre expérimentale permet de mesure la totalité de la courbe.

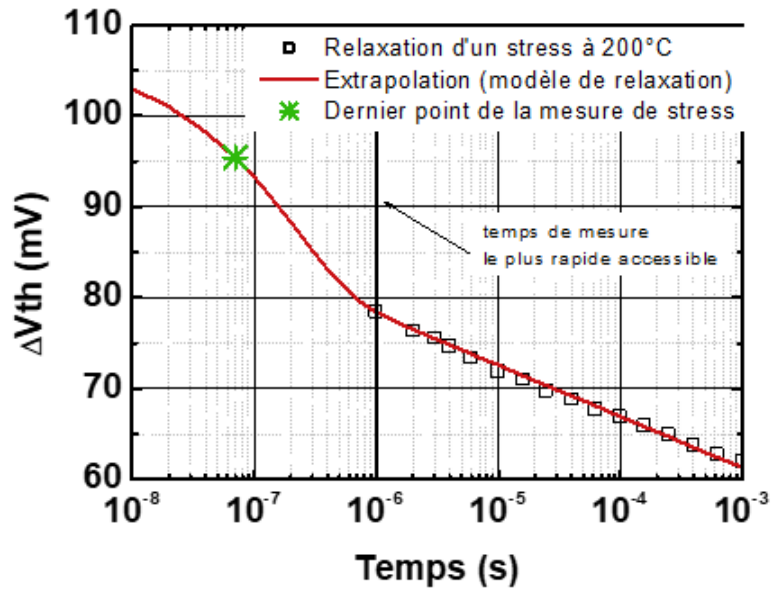


FIGURE 3.39 – Les carrés noirs représentent un agrandissement de la relaxation (pour les premières décades) faite après un stress à 200°C pour un  $V_{grelaxation} = 0.6V$ . La courbe en rouge représente le modèle de stress extrapolé à des temps plus rapides que ceux qui nous sont accessibles. la croix verte correspond à la dégradation mesurée à la fin du stress.

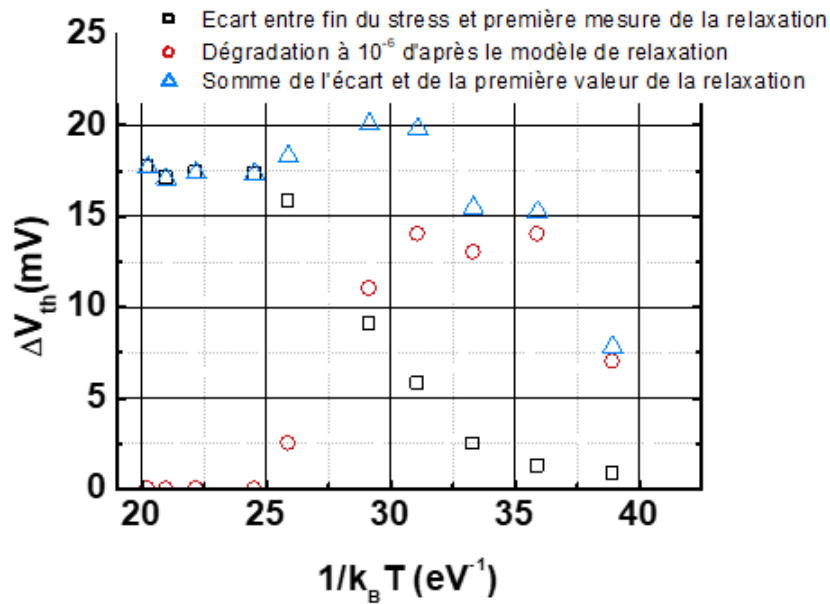


FIGURE 3.40 – Les symboles noir (carré) représentent la différence entre la fin du stress et la première mesure de relaxation (faite après 1 microseconde de relaxation) en fonction de la température. Les symbole rouge (rond) représentent la quantité de dégradation calculé à  $10^{-6}s$  avec le modèle de relaxation. Les symbole bleu (triangle) la somme de l'écart entre la fin du stress et la première mesure de relaxation et de la valeur calculé par le modèle à  $10^{-6}s$ .

Nous avons alors tracé (symbole carré noir) sur la Figure 3.40 l'écart entre la dernière mesure de la phase de stress et la première mesure de la relaxation (qui se fait après une microseconde de relaxation) en fonction de la température. Nous observons alors sur la Figure 3.40 que pour des températures supérieures à 175°C, cette

contribution est constante, et que pour les températures inférieures à 175°C, cette contribution est moins importante. Cependant si nous analysons cette évolution en parallèle de la contribution de la partie exponentielle de la relaxation en fonction de la température (tracé sur la Figure 3.40 en symbole rond et rouge), alors nous voyons que pour des températures inférieures à 175°C, la contribution de la partie rapide n'est plus nulle. Si nous combinons ces deux quantités, alors nous obtenons une valeur de la dégradation constante jusqu'à des températures de l'ordre de 75°C ou 50°C, température à partir de laquelle nous commençons à avoir un effet en température différent comme le montre l'Ea en température sur la Figure 3.34.

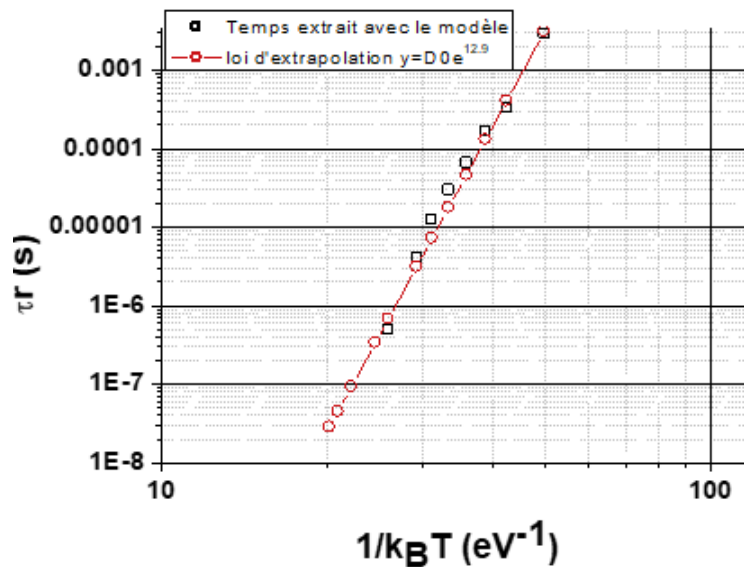


FIGURE 3.41 – Temps d'émission extrait pour le modèle jusqu'à 175°C et extrapolation pour les plus hautes températures.

De plus si nous utilisons le modèle afin d'extrapoler la valeur de  $\tau_r$  en fonction de la température, nous obtenons alors la Figure 3.41, qui nous donne alors une valeur estimée du taux d'émission pour les températures supérieures à 175°C. Cela explique nos précédentes observations où nous avons observé que le temps d'émission sortait de notre fenêtre de mesure sans que cette contribution ne disparaisse. Nous mettons ici en lumière le fait que nous avons une seule composante présente des hautes aux basses températures pour les temps courts.

### 3.6 Analyse détaillée de la partie exponentielle :

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, la température et le temps d'émission jouent un rôle capital dans la cinétique de la relaxation. Cependant nous pouvons nous interroger sur deux résultats que nous avons mentionné dans l'analyse de la relaxation, à savoir l'effet de la polarisation de stress sur le taux d'émission ( $\tau_r$ ) et l'indépendance de la composante exponentielle vis-à-vis du temps de stress.

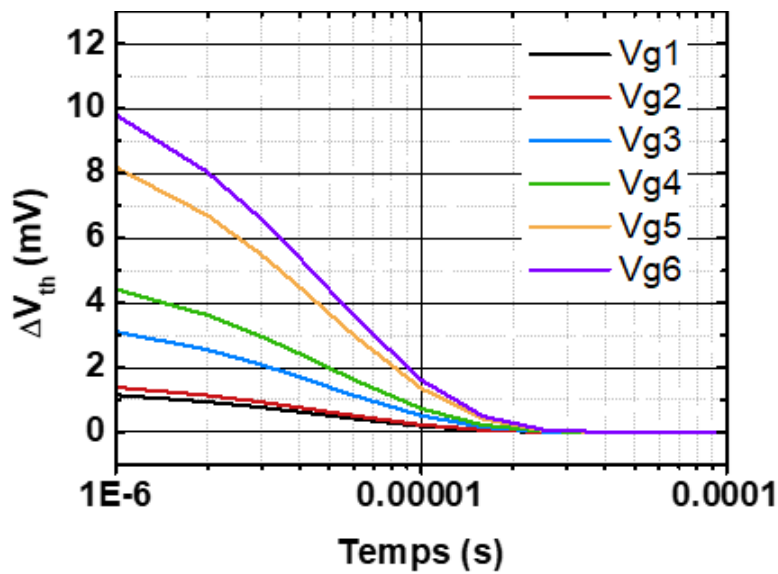


FIGURE 3.42 – Dépendance de la partie exponentielle en fonction de la tension de polarisation du stress d’après le modèle de relaxation appliqué aux données. Ces résultats sont extraits à la suite de stress effectués pour différents  $V_{g_{stress}}$  à  $125^{\circ}\text{C}$  et pour une tension de relaxation de  $0.6\text{V}$ .

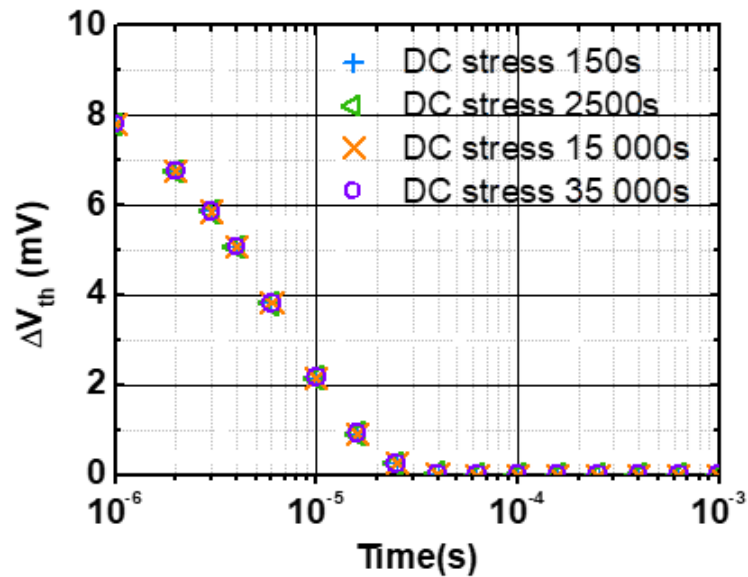


FIGURE 3.43 – Extraction de la composante rapide à l’aide du modèle appliqués aux données. Nous effectuons des stress de plus en plus long et nous extrayons la dépendance de la composante rapide. Ces stress sont faits pour une même tension à  $125^{\circ}\text{C}$ .

En représentant la composante exponentielle en fonction de la polarisation de stress alors, nous pouvons montrer que seul le paramètre  $C$  est impacté (Figure 3.42). Le paramètre  $(\tau r)$  n’est pas influencé par la polarisation de stress, ce dernier ne sera donc impacté que par la température et la polarisation de relaxation de sorte que nous aurons un temps caractéristique propre à la technologie sur laquelle nous travaillons (pour une température et une polarisation de relaxation données).

Nous avons dit plus haut que le temps de stress n’impacte pas la composante exponentielle de la relaxation.



Autrement dit que  $C$  et  $\tau_r$  ne sont pas impactés. Cette analyse vient d'un travail réalisé sur une expérience où nous avons progressivement augmenté le temps de stress repartant de transistors non dégradés comme représenté sur la Figure 3.43. Nous observons que la contribution est rigoureusement identique pour des stress allant de 150 s à 35000 s.

Toutefois si cette composante possède un temps d'émission, alors elle doit aussi avoir un temps de capture, nous avons donc cherché à refaire cette expérience avec pour perspective des temps de stress les plus courts possibles tout en ayant une dégradation mesurable ( $>0.5$  mV). Nous avons donc fait la même expérience sur la gamme  $10^{-4}$  s à  $10^3$  s pour une polarisation de stress différente et à la même température.

Le résultat de ce travail peut être observé sur la Figure 3.44 où nous pouvons voir que pour les temps les plus courts nous sommes en mesure de voir l'évolution temporelle de cette contribution.

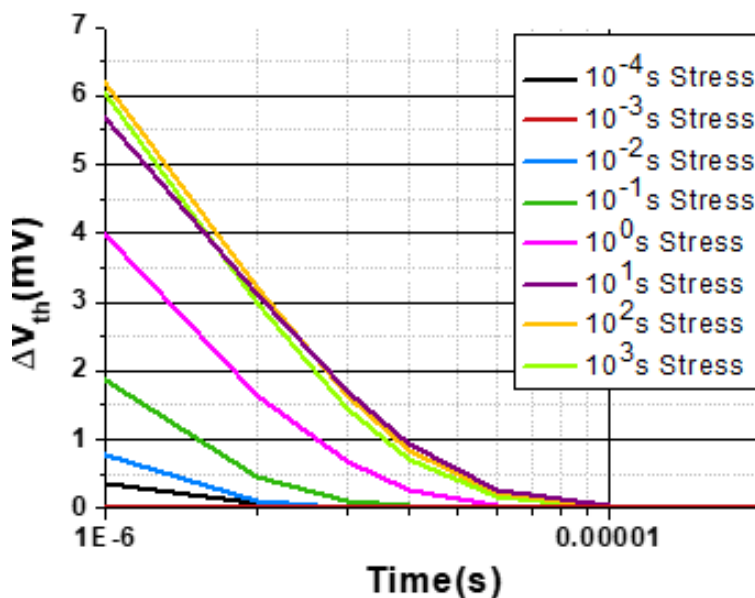


FIGURE 3.44 – Extraction de la composante rapide avec le modèle de relaxation sur des stress DC à  $125^{\circ}\text{C}$  pour une même polarisation de stress. Nous observons la dépendance de la contribution exponentielle en fonction du temps de stress.

La Figure 3.44 nous révèle que la contribution "rapide" évolue pour des temps courts ( $\leq 1$  s) avant de saturer expliquant de ce fait le résultat obtenu dans la Figure 3.42. Les niveaux de dégradation observés même pour des temps longs semblent faibles (de quelques mV) toutefois cette composante va impacter la cinétique de relaxation. De plus cette contribution aura un impact majeur sur la cinétique des relaxations AC, en fonction de la température et de la période. A titre d'exemple, si nous effectuons un stress à  $75^{\circ}\text{C}$  alors la composante rapide met environ  $10^{-4}$  s à s'éteindre d'après la Figure 3.38 de sorte que si nous travaillons à 10kHz alors la relaxation mesurée durant ces cycles correspondra uniquement à de la relaxation rapide.

### 3.7 Analyse des différentes technologies en fonction des modèles proposés :

Dans cette section, nous présenterons des dégradations portant sur plusieurs technologies allant de la technologie 14 nm FDSOI à la technologie 180 nm sur Silicium massif, passant ainsi en revue l'essentiel les technologies sur lesquelles ont été développés les modèles historiques du NBTI jusqu'à la technologies planaire la plus avancée

en FDSOI. L'objectif étant de mieux comprendre le comportement du NBTI et d'étudier l'impact de l'épaisseur équivalente d'oxyde sur le NBTI.

### 3.7.1 La revue des technologies :

Nous travaillons dans cette section sur les technologies suivante : 180 nm ("Bulk"), 130 nm ("Bulk"), 100 nm ("Bulk") avec différents types de nitruration, 55 nm ("Bulk"), 40 nm ("Bulk"), 28 nm FDSOI and 14 nm FDSOI. Toutes ces technologies proviennent de STMicroelectronics. Afin d'évaluer l'impact du NBTI sur ces technologies, nous appliquons des stress DC à 125°C. La modélisation de la dérive de la tension de seuil et les mesures peuvent être observées sur la Figure 3.45.

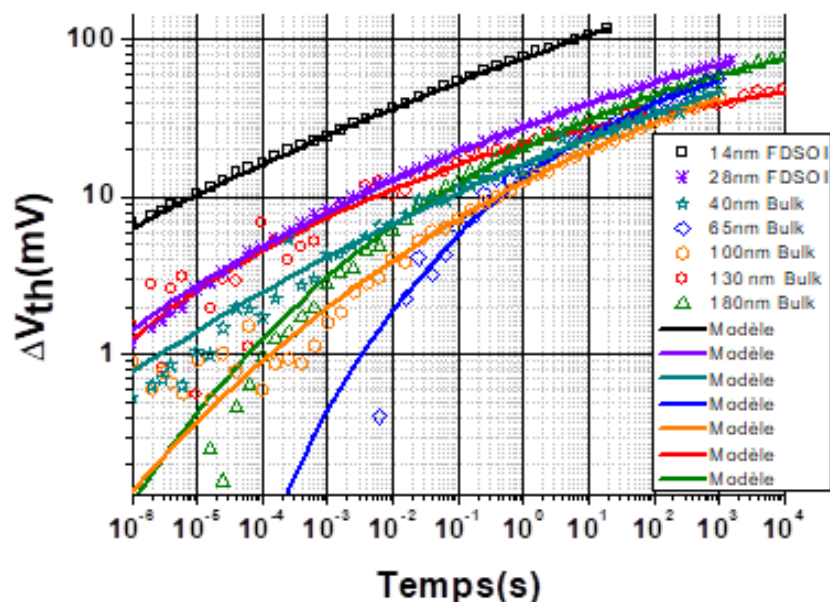


FIGURE 3.45 – Modélisation des dérives de  $V_{th}$  mesurées sur les échantillons allant de la technologie 14nm FDSOI à la technologie 180 nm sur silicium massif. Toutes les mesures sont faites à 125°C.

Afin de donner une idée générale du comportement de ces noeuds technologiques, nous présentons dans le Tableau 3.5, les accélérations en tension de ces technologies.

Technologie	Longueur de canal dessinée ( $\mu\text{m}$ )	DPN/RTN	A $V_g^p$ (Valeur de P)
14 nm FDSOI	0.02	DPN	4.51
28 nm FDSOI	0.03	DPN	4.06
40 nm	0.04	DPN	3.29
55 nm	0.06	DPN	3.29
90 nm	0.1	RTN	2.26
90 nm process 2	0.1	DPN	4.92
130 nm	0.13	RTN	2.65
180 nm	0.18	RTN	2.38

Tableau 3.5 : Table des puissances de la tension de stress pour comparer les différentes technologies.

Nous pouvons alors observer que les technologies nitrurées à l'aide d'un processus RTN ("Rapid Thermal Nitridation") présentent une valeur de puissance plus faible que les technologies nitrurées suivant un processus DPN (Decoupled Plasma Nitridation). Ces processus de nituration seront traités dans le Chapitre 4. Toutes ces technologies présentent des épaisseurs d'oxyde différentes, de plus les tensions nominales de ces technologies sont différentes, de sorte que la polarisation de grille appliquée pour les dégrader n'est pas la même. Afin de les comparer, nous avons donc calculé  $\Delta N_{it}$  de chacune de ces technologies à l'aide de l'équation 3.10

$$\Delta N_{it} = \frac{\Delta V_{th} C_{ox}}{q} \quad (3.10)$$

L'objectif est de comparer la dépendance en champ des différentes technologies.

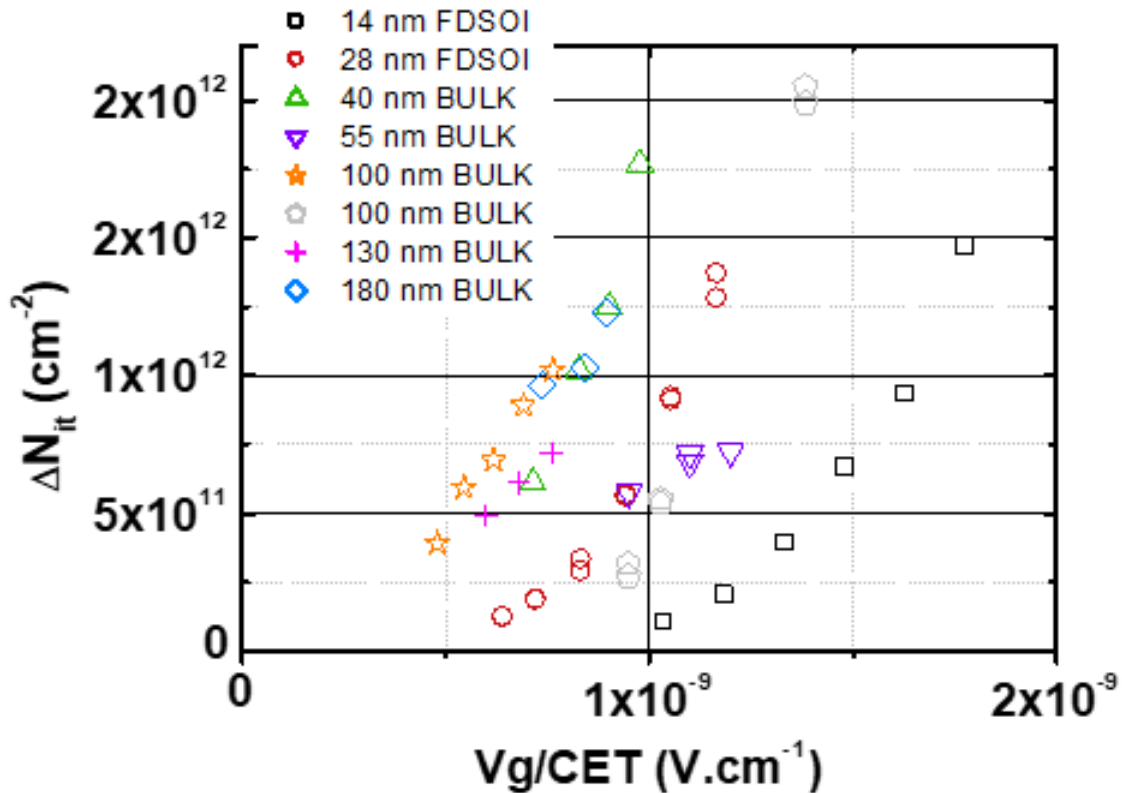


FIGURE 3.46 –  $\Delta N_{it}$  normalisé en champ à l'aide de la mesure de l'épaisseur électrique d'oxyde de grille (ou épaisseur équivalente notée CET).

Notons que le CET est une épaisseur d'oxyde équivalente définie par rapport au  $\text{SiO}_2$ . Pour l'oxyde de grille, cette épaisseur est de l'ordre de quelques dizaines d'angström. La Figure 3.46 présente ce travail, il est clair que nous n'avons pas une seule dépendance en champ, mais plusieurs tendances. Nous pensons que cela vient du fait que les différentes technologies présentent différentes concentrations d'azote mais aussi plusieurs types de procédés de nituration. En effet nous pouvons mentionner que les différentes manières de nitrurer conduisent à différents profils d'azote dans l'oxyde de grille. Ces profils et l'impact de la nituration seront traités dans le chapitre 4.

### 3.7.2 Étude de la partie "rapide" de la relaxation :

Afin d'étudier plus en détail ces technologies, nous avons appliqué le modèle de relaxation proposé dans l'équation 3.9 aux relaxations que nous avons obtenues pour toutes ces technologies. Nous comparons de ce fait sept noeuds

technologies différents, et nous pouvons voir sur la Figure 3.47 que nous sommes en mesure de les modéliser toutes, avec le modèle de relaxation proposé.

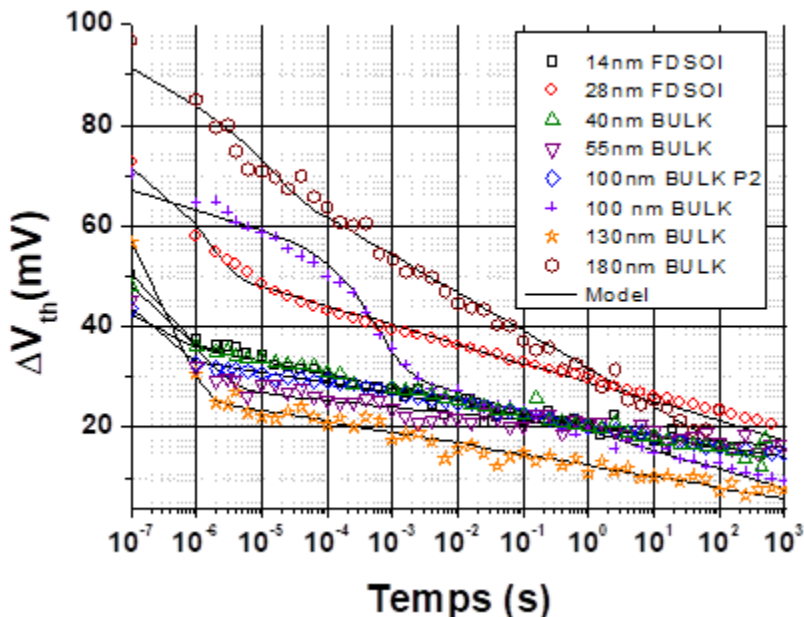


FIGURE 3.47 – Relaxation pour différentes technologie à  $125^{\circ}\text{C}$  et un  $V_{g_{relaxation}} = 0.6\text{V}$ . Les lignes représentent le modèle de  $\Delta V_{th}$  et les symboles représentent les mesures pendant la phase de relaxation.

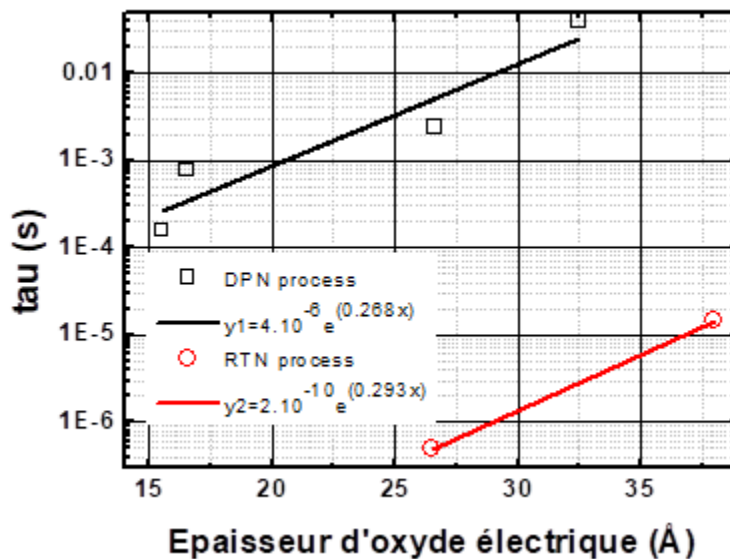


FIGURE 3.48 – Dépendance des temps d’émissions en fonction des procédés de nitruration RTN et DPN.

De plus nous avons réalisé une expérience dans laquelle nous avons utilisé une même tension et une même température sur plusieurs technologies. Nous rappelons que le temps d’émission est indépendant du temps de stress (pour des temps assez long  $\geq 1$  s) comme de la tension de stress (cf Tableau 3.4). L’extraction des valeurs de  $\tau_r$  (pour chaque technologie) à la même tension de relaxation et à la même température, nous révèle qu’il est pensable qu’il y ait une corrélation entre l’épaisseur d’oxyde et le taux d’émission, selon que nous aurons un procédé de fabrication

RTN ou bien DPN comme le montre la Figure 3.48. Notons que les valeurs de l'épaisseur d'oxyde électrique ont été mesurées sur ces échantillons et ne sont pas des valeurs théoriques.

Un travail portant sur plus de points permettrait peut être d'obtenir une toute nouvelle manière d'extraire une valeur de l'épaisseur d'oxyde à l'aide d'un simple stress NBTI à une température donnée et un  $V_{g_{relaxation}}$  pour un transistor PMOS. Toutefois cette méthode nous permet de prédire les taux d'émission pour une technologie donné.

### 3.7.3 Études de la partie "lente" de la relaxation :

Nous avons donc montré que nous sommes capables de modéliser les relaxations sur sept technologies différentes à l'aide du modèle de relaxation proposé. Nous sommes en mesure de modéliser l'ensemble de ces sept technologies avec le même modèle, ce qui fait que nous pensons que les mécanismes du NBTI n'ont pas fondamentalement changé au taux d'émission près en dépit des modifications d'architectures du transistor. Et nous rappelons ici, que le modèle de relaxation est basé sur deux composantes. Il nous est donc possible de modéliser l'une ou l'autre des deux composantes.

La Figure 3.47 nous montre que la partie "lente" est similaire pour des dégradations identiques sur plusieurs technologies. Les différences observés pour d'autres technologies peuvent venir du fait que certaines ont été contraintes avec des tensions différentes. De plus la Figure 3.14 nous a montré lors de l'étude en température que la partie lente avait la même dynamique même si elle est activée en température.

D'une manière générale, la partie dite lente semble présenter un comportement similaire pour des températures différentes et des technologies différentes. Historiquement c'est aussi la partie de la relaxation qui a toujours été mesurée. En termes de compréhension physique, la partie lente du NBTI est généralement associée à la passivation de liaisons rompues de type Si-H. De sorte que changer la valeur de tension de relaxation n'est censé impacter que la partie rapide de la relaxation mais cette tension n'est pas supposée impacter la diffusion des espèces H. Cependant toutes nos expériences ont été faites pour une même tension ( $V_{g_{relaxation}}$ ).

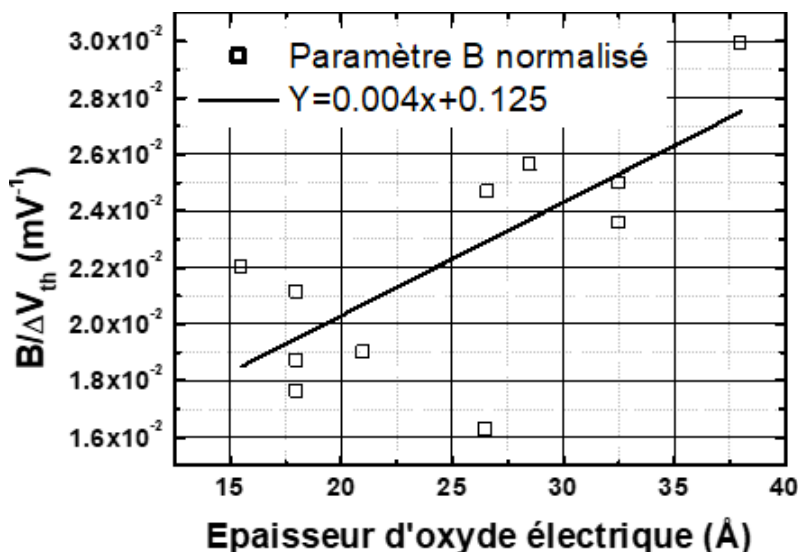


FIGURE 3.49 – Dépendance de la partie lente mesurée par le paramètre B normalisé en fonction de l'épaisseur d'oxyde électrique.

Afin d'aller plus loin dans l'étude de la partie lente, nous avons extrait la valeur du paramètre B pour des mesures faites à la même tension de relaxation ( $V_{g_{relaxation}}=0.6V$ ), à la même température de 125°C et enfin nous

avons stressé nos dispositifs pour des tensions de stress identiques. Le temps de stress en revanche n'est pas le même cependant comme nous l'avons montré la partie rapide n'est pas impactée par le temps de stress pour des stress suffisamment longs ( $>1s$ ). En revanche la partie lente sera impactée par différents paramètres comme cela a été montré dans le Tableau 3.4.

Nous allons alors extraire le paramètre B (correspondant à la pente partie dite "lente" de la relaxation) en fonction du noeud technologique. Et cette valeur est normalisée par la valeur de la dégradation ( $\Delta V_{th}$ ). Nous obtenons alors un outil nous permettant d'évaluer la contribution de chaque composante sur la relaxation. De plus nous avons mesuré les épaisseurs d'oxyde électriques équivalentes de chaque plaque sur lesquelles nous avons fait les mesures présentées dans cette partie. Il est donc possible de tracer ce nouveau paramètre (B normalisé) en fonction de l'épaisseur d'oxyde (voir Figure 3.49). Nous pouvons voir qu'il existe une dépendance entre l'épaisseur d'oxyde et le paramètre B normalisé.

Ce résultat est important car l'épaisseur d'oxyde électrique nous permet de nous affranchir des doses de nitration et de la nature de l'oxyde de grille pour obtenir une valeur équivalente de l'épaisseur en  $SiO_2$ . Remplaçant alors le paramètre B normalisé avec cette grandeur, nous trouvons alors une claire dépendance. Confirmant notre hypothèse sur le caractère universel de cette composante.

### 3.7.4 Temps de relaxation :

Dans le chapitre 2 section 2.3.1.2, nous avons fait l'hypothèse que la relaxation suivait pour les temps longs une loi de type logarithmique et dans ce chapitre, nous modélisons cette composante de cette manière en ayant montré que la somme d'exponentielles décroissantes est mathématiquement équivalente à une décroissante en  $\log(t)$  (voir Annexe 4 et la Figure 3.15). De plus, dans cette section du chapitre 2, nous mentionnions qu'il était difficile d'atteindre les temps de relaxation nécessaires pour retourner à son état originel (des temps de l'ordre de  $6 \cdot 10^8s$  à  $10^{10}s$  étaient nécessaires). L'hypothèse de relaxation totale ayant été montrée pour deux exemples dans la Figure 2.7. Ces temps étant difficilement atteignables, nous avons toutefois cherché à vérifier si nos transistors avaient continués à relaxer pour des temps plus long et si notre modèle était juste.

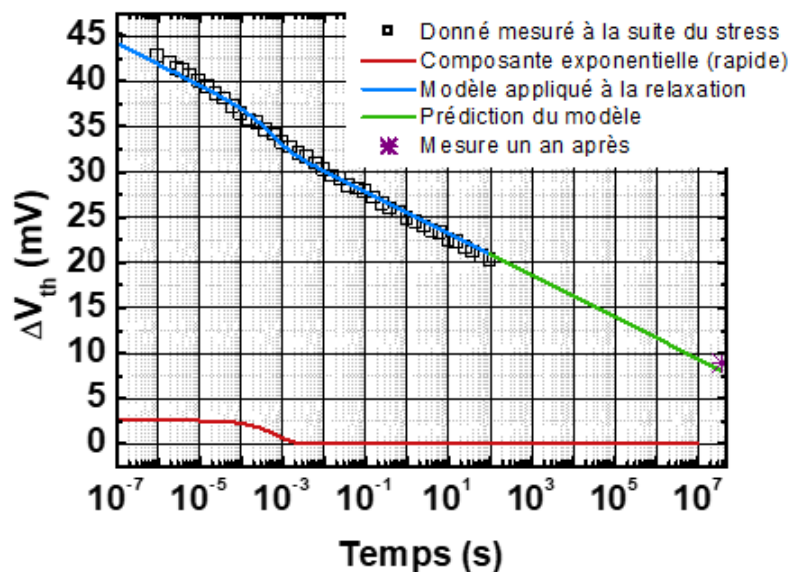


FIGURE 3.50 – Évaluation de la prédiction du modèle après une relaxation de plus d'une année

La Figure 3.50 montre la courbe moyennée pour 108 transistors PMOS  $W=5 \mu m$  et  $L=0.03 \mu m$  mesurés à la

suite d'un stress identique (indépendamment pour chaque transistors) puis mesuré à nouveau plus d'un an après ( $3.7 \cdot 10^7$  s). Notons que la relaxation s'est faite avec une masse flottante. Nous observons un écart de moins de 1 mV par rapport à la prédiction du modèle.

### 3.8 Conclusion

Ce chapitre est le coeur de notre travail de thèse, puisque à la suite du chapitre 2 et du constat qu'il n'existe aucun modèle satisfaisant dans la littérature et plus particulièrement aucun modèle compact permettant la modélisation du NBTI dans une perspective industrielle. Nous avons donc lancé une large étude expérimentale afin d'obtenir les cinétiques du NBTI et plus particulièrement de la relaxation. De plus prenant les équations du modèle de la "CET map" (reposant sur des mécanismes de charge et de décharge de pièges), nous avons créé un outil : l'Analyse Spectrale afin d'analyser les courbes de stress comme de relaxation, ce qui nous a permis d'écrire des équations permettant de modéliser le stress comme la relaxation. Un second outil nous a permis de vérifier que les cinétiques de relaxation devaient présenter deux composantes. Puis nous avons confronté nos modèles aux données expérimentales réalisant pour cela une vaste campagne de mesures sur la technologie 28 nm FDSOI, couvrant la température, les tensions de stress (de relaxation), les temps de stress (de relaxation). Ceci nous a permis de donner pour cette technologie les dépendances des paramètres du modèle en fonction de ces types de contraintes pour le stress comme pour la relaxation.

Nous avons aussi montré que la relaxation comporte deux composantes, l'une "rapide" et l'autre "lente". Une étude plus approfondie de la composante "rapide" nous a révélé que les temps d'émission sont dépendants de la température et indépendants du temps de stress. De plus nous avons mis en évidence que l'amplitude de cette composante atteint son maximum pour des temps de stress de l'ordre de la seconde puis sature pour des temps de stress plus longs.

Nous obtenons alors un modèle de stress à trois paramètres et un modèle de relaxation à quatre paramètres particulièrement efficace. Enfin nous avons utilisé nos modèles sur un grand nombre de technologies allant de la technologie 14 nm FDSOI à la technologie 180 nm Bulk. Ce faisant nous avons découvert qu'il est possible de retrouver l'épaisseur d'oxyde électrique via la normalisation du paramètre B (de la relaxation) par la dégradation. Nous pouvons alors extrapoler les temps d'émission (obtenir un ordre de grandeur) d'une technologie à une température donnée. De plus en appliquant notre modèle à sept technologies allant du 14 nm FDSOI au 180 nm Bulk, nous montrons que les deux mécanismes mis en évidence (les comportements dit "lent" et "rapide") du NBTI sont restés les mêmes en dépit des modifications d'architecture comme des procédés de fabrication propres à chaque technologie.

# Chapitre 4

## Les effets des procédés de fabrication sur le NBTI :

### 4.1 Introduction :

Le chapitre 2 a fait l'état de l'art sur les modèles de la littérature mais aussi sur les hypothèses physiques sur lesquelles ils reposent. Tandis que le chapitre 3 s'est intéressé à la modélisation du stress et de la relaxation en fonction de la température, des polarisations de la grille pour les phases de stress et de relaxation mais aussi des temps de stress. Nous avons clairement mis en évidence deux mécanismes lors de la relaxation et nous avons fourni un modèle compact permettant leur modélisation. Le chapitre 4 a pour objectif d'étudier les effets que peuvent avoir les procédés de fabrication sur une technologie ou sur différentes technologies afin de mieux comprendre l'origine des deux composantes qui ont été mises en exergue dans le chapitre précédent. Cela nous permettra aussi d'investiguer l'origine et la nature des défauts qui sont responsables de ces dégradations. Cela nous donnera aussi l'occasion de passer en revue différents moyens de moduler  $V_{th0}$  et d'en voir les effets sur la dégradation NBTI, étant donné que dans la plupart des modèles de la littérature le champ dans l'oxyde est proportionnel à  $V_g - V_{th}$

#### 4.1.1 Les procédés étudiés :

Nous proposons en premier un schéma en Figure 4.1 de rappel des principales étapes de fabrication afin de situer les procédés de fabrication qui seront traités dans ce chapitre. Cette figure montre les étapes pour une structure FDSOI. Dans le cas d'une structure "Bulk" l'ensemble des étapes est similaire sauf la première. Notons aussi l'absence de la couche dite "BOX".

Le premier des procédés que nous étudierons dans ce chapitre sera la nitruration de l'oxyde de grille. Dans un premier temps l'incorporation de l'azote dans l'empilement de grille a permis de nitrurer l'oxyde qui était en  $\text{SiO}_2$  afin d'obtenir des oxydes de grille en  $\text{SiON}$ . En effet l'oxyde du silicium ( $\text{SiO}_2$ ) s'est révélé être le facteur limitant à l'augmentation de l'intégration (par la réduction des dimensions) du fait de l'augmentation des courants de fuite en dessous des noeuds 90 nm. L'industrie a introduit des oxydes possédant une plus forte permittivité  $\epsilon_{ox}$  (celle du  $\text{SiO}_2$  étant de 3.9). Une solution dans un premier temps a donc été la nitruration du  $\text{SiO}_2$  ce qui a permis d'obtenir des constantes diélectriques de l'ordre de 4 à 5. La nature de l'oxyde de grille est donc passée de  $\text{SiO}_2$  à  $\text{SiO}_X\text{N}_Y$  ce qui a permis d'utiliser des épaisseurs d'oxyde plus fines que l'épaisseur limite du  $\text{SiO}_2$  (de l'ordre de quelques couches atomiques) tout en limitant les courants de fuite.



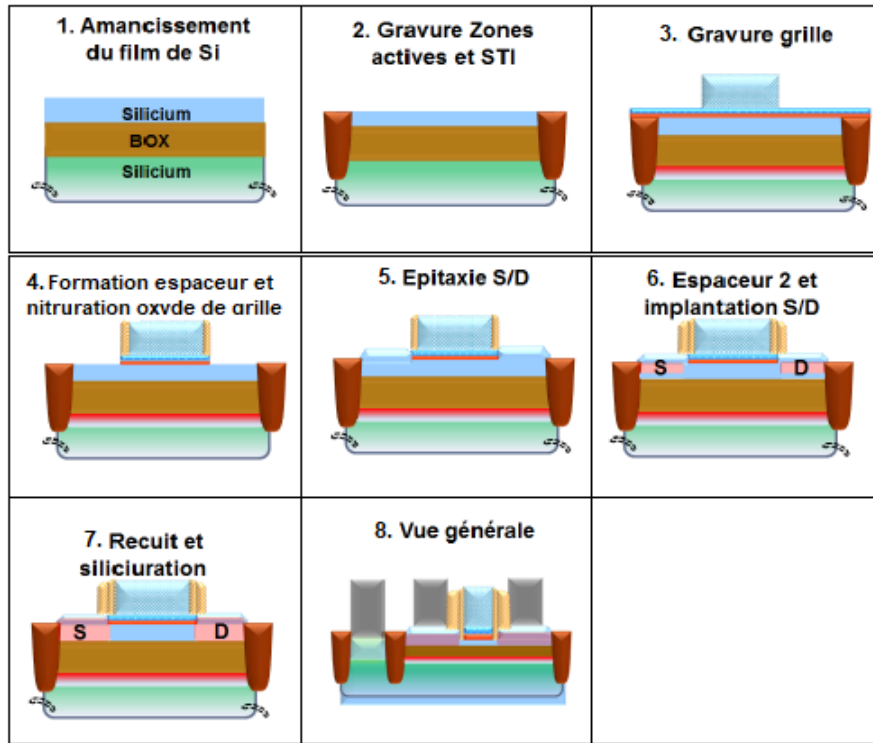


FIGURE 4.1 – Les différentes étapes de fabrication (Front-End) d'une structure FDSOI [14].

Le paramètre EOT ("Equivalent Oxide Thickness") ou épaisseur d'oxyde équivalente permet d'obtenir l'épaisseur de  $\text{SiO}_2$  équivalente nécessaire pour atteindre une même capacité surfacique. Cette équation est donnée ci-dessous en 4.1.

$$EOT = \epsilon_{\text{SiO}_2} \frac{T_{ox}}{\epsilon_{ox}} \quad (4.1)$$

Avec  $T_{ox}$  l'épaisseur d'oxyde réel.

Toutefois tout comme pour le  $\text{SiO}_2$ , le  $\text{SiO}_x\text{N}_y$  a également atteint ses limites en terme de courant de fuite avec l'apparition des noeuds inférieurs au 40nm. Ce qui a entraîné l'apparition dans l'industrie, des matériaux avec une très grande permittivité diélectrique (dit high- $\kappa$ ) comprise en 5 et 20 et de formule  $\text{HfO}_2$  (ou  $\text{HfSiON}_x$ ) puisque ces matériaux aussi peuvent être nitrurés). En effet la littérature rapporte que la nitruration permet de protéger la grille de la pénétration du bore dans la grille polysilicium [138, 139, 140, 141] et de préserver le canal du bore. Notons aussi que cela permet de minimiser la dégradation HCI ("Hot Carrier Injection") des transistors MOS [142, 143].

Du point de vue des procédés, il existe deux techniques de nitruration différentes utilisés dans l'industrie :

- Le procédé appelé RTN ("Rapid Thermal Nitridation") qui est un procédé de nitruration utilisant un four dans lequel est effectué un recuit sous atmosphère d'azote (N) et d'oxygène (O) à haute température (900 à 1200°C). Plus d'informations sur cette technique peut être trouvé dans [144, 145].
- Le procédé appelé DPN ("Decoupled Plasma Nitrided") est une nitruration assistée par plasma. (lus d'informations sur cette technique peut être trouvé dans [143, 144, 146].

Un des effets secondaires de la nitruration est la modulation de la tension de seuil ( $V_{th0}$ ) des transistors MOS. Toutefois c'est par d'autres moyens (comme le dopage) que sont obtenus les types de transistors d'une technologies permettant d'adresser des marchés différents. Ces types de transistors MOS sont classifiés en fonction de leurs

tensions de seuil sous la dénomination RVT, LVT et HVT.

Les transistors LVT sont utilisés pour réduire le temps de propagation des chemins critiques alors que les transistors RVT et HVT sont utilisés dans le reste du circuit pour minimiser la consommation.

Il existe d'autres manières de moduler la tension de seuil. Pour cela nous étudierons les effets suivants :

- La dose d'azote mentionnée plus haut fera l'objet d'une étude en 28 nm FDSOI.
- Le procédé de nitruration (RTN,DPN,SiO<sub>2</sub>) fera l'objet d'une étude sur le noeud 100 nm en SiON.
- La nature des caissons permet aussi de moduler la tension de seuil et fera l'objet d'une étude en 28 nm FDSOI. C'est une technique propre à la technologie FDSOI.
- La modulation de la tension de seuil peut aussi se faire par la modulation poche enterrées ou ("pockets") et fera l'objet d'une étude en 40 nm.
- Il est aussi possible de modifier la tension de seuil en modulant le travail de sortie de la grille en jouant sur l'épaisseur de TiN. Cette étude sera faite en 14 nm FDSOI.

## 4.2 Les effets des procédés de nitruration sur le NBTI :

Comme mentionné dans l'introduction de ce chapitre, la nitruration par RTN ("Rapid Thermal Nitridation") consiste en un recuit à haute température dans un four sous atmosphère contrôlé à base d'azote et d'oxygène. Cet étape de fabrication existe essentiellement pour des technologies en 200 nm. Cette étape entraîne une nitruration de tout l'oxyde de grille suivant un gradient dont le maximum sera localisé à proximité du canal tandis que le reste de l'oxyde sera moins nitruré.

La nitruration par DPN est différente de la nitruration RTN puisqu'elle consiste en une nitruration localisée assistée par plasma. Cette étape de nitruration permet une nitruration de l'oxyde de grille pour la technologie "Bulk" et la nitruration de IL ou du high- $\kappa$  (deux étapes différentes) pour la technologie FDSOI.

Dans le cas de la nitruration sur silicium massif, la totalité de l'oxyde de grille sera nitruré suivant un profil différent de la nitruration RTN (le détail de ces profils de concentration est donné dans la section 4.2.2). Pour le moment, retenons que la concentration d'azote au niveau du canal sera faible. Dans le cas d'une technologie FDSOI, il y aura une étape particulière de nitruration par DPN juste après la formation de la couche d'interface (IL), où la nitruration se fait par un temps d'exposition de quelques dizaines de seconde, de sorte que l'azote est localisé au niveau de l'interface. Une autre nitruration par DPN peut être elle aussi faite sur le high- $\kappa$  juste après que celui-ci ait été fait.

Nous étudierons dans ce chapitre les effets de la nitruration du SiON avec les procédés RTN et DPN. Nous comparerons des structures identiques où seule la technique de nitruration sera différente, de plus nous comparerons ces deux techniques de nitruration avec la même structure sur laquelle l'étape de nitruration n'a pas été faite de sorte que nous aurons un oxyde de grille en SiO<sub>2</sub> non nitruré.

### 4.2.1 La nitruration de l'IL à l'aide du procédé DPN :

Dans cette section, nous nous intéressons à l'impact de la modulation de la quantité d'azote sur la couche d'interface (IL). Pour cela nous pouvons observer la tension de seuil avant dégradation mais aussi voir quel est l'impact sur le NBTI. Nous travaillerons dans cette partie sur des données expérimentales obtenues sur des transistors PMOS provenant de la technologie 28 nm FDSOI de STMicroelectronics. Pour cela nous travaillons sur une technologie dont le seul paramètre qui change est la quantité d'azote dans la couche d'interface, la nitruration de high- $\kappa$  étant fixe pour cette expérience.

L'impact de la dose d'azote sur  $V_{th0}$  peut être résumée par le graphique suivant où la couche d'interface est exposée un temps donné à la nitruration. De la même manière nous pouvons voir l'impact sur la dégradation pour un temps

d'exposition donné à 125°C.

L'analyse de la Figure 4.2 nous montre que la nitruration de la couche d'interface permet de moduler  $V_{th0}$  de 40 mV et que pour la même gamme de temps d'exposition la dégradation est impactée d'un facteur de plus de 30% supérieur de sa valeur minimum.

De la même manière nous avons travaillé sur la nitruration du high- $\kappa$ . Pour cela la couche d'interface a été nitrurée pour un temps fixe, puis le temps d'exposition de l'oxyde de grille à la nitruration a été modulé. Nous observons alors l'impact de la nitruration sur  $V_{th0}$  mais aussi sur la dégradation. Ce travail similaire à celui qui a été fait pour la Figure 4.2 est présenté en Figure 4.3.

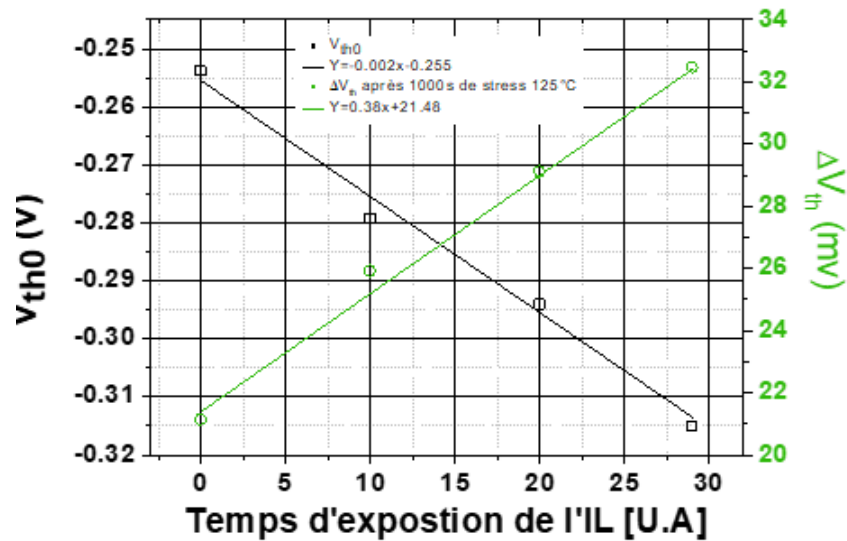


FIGURE 4.2 – Effet de l'augmentation de la dose d'azote dans la couche d'interface sur  $V_{th0}$  et la dégradation  $\Delta V_{th}$ .

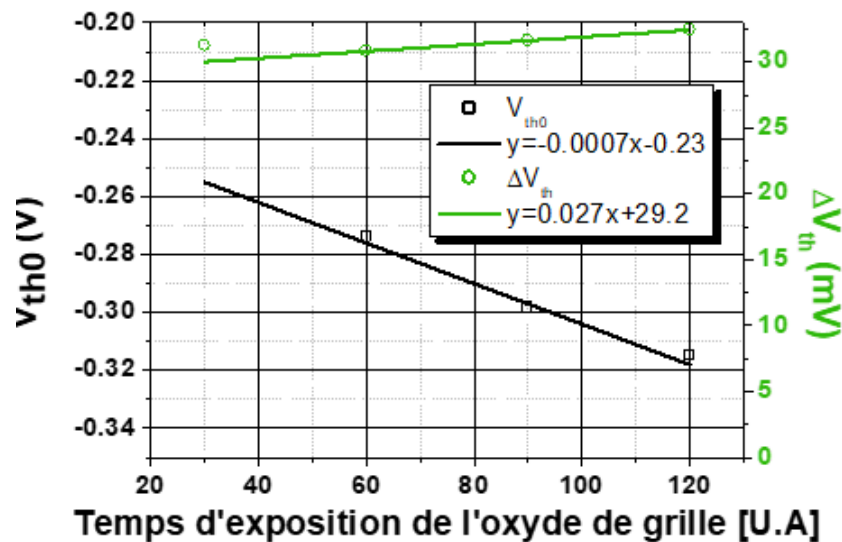


FIGURE 4.3 – Effet de l'augmentation de la nitruration de l'oxyde de grille sur  $V_{th0}$  et la dégradation  $\Delta V_{th0}$ .

La Figure 4.3, nous révèle que la nitruration de l'oxyde de grille permet de moduler  $V_{th0}$  de 60 mV environ pour

le temps d'exposition. De plus nous pouvons clairement observer que l'impact sur la dégradation est négligeable. Nous pouvons conclure de cette étude que seule la nitruration de la couche d'interface (IL) a un impact sur la dégradation NBTI tout en modulant  $V_{th0}$ . Autrement dit que l'impact de la nitruration sur le NBTI vient de sa capacité à modifier l'interface entre le canal et l'oxyde de grille, tandis que la nitruration lorsqu'elle intervient loin de l'interface n'impacte pas le NBTI mais présente un effet très intéressant puisqu'elle permet de moduler  $V_{th0}$  sans impacter la dégradation.

#### 4.2.2 Les effets du temps d'exposition à la nitruration sur la dégradation du NBTI :

Nous travaillons toujours sur des transistors PMOS en 28 nm FDSOI sur lesquels nous faisons des mesures rapides pour le stress et la relaxation. Ces transistors ont une couche d'interface qui a été nitrurée pour des temps d'exposition différents. Nous les soumettons dans cette expérience à un même stress DC fait à la même température, pour une même polarisation de grille et pour des temps de stress identiques. Puis nous appliquons la même relaxation (même température et même  $V_{g_{relaxation}}$ ). La figure 4.4 présente les courbes moyennées de cette expérience conduite sur 10 transistors (la dose correspondant à un temps d'exposition).

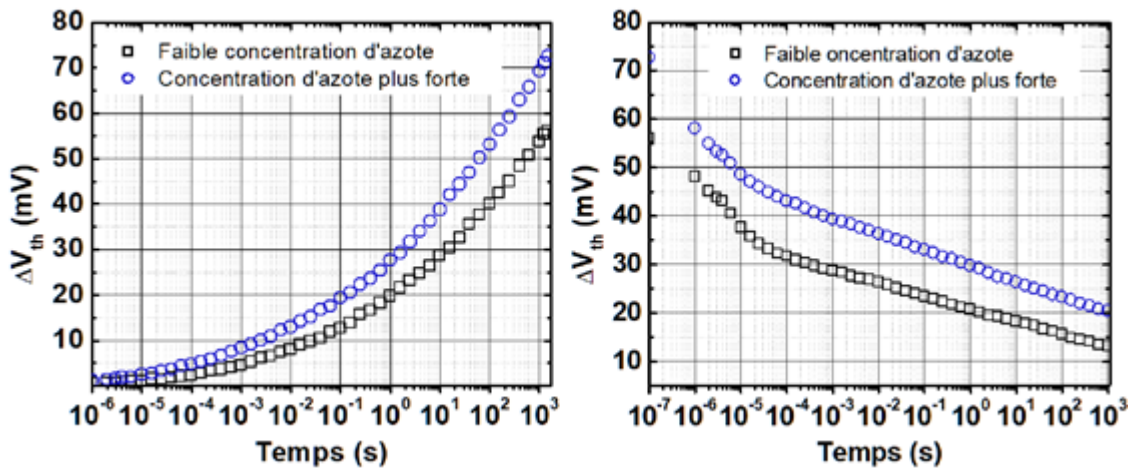


FIGURE 4.4 – Comparaison de la modification de la dose d'azote sur des transistors PMOS en 28 nm FDSOI soumis à un même stress et une même relaxation ( $125^{\circ}\text{C}$  pour le stress et la relaxation et  $V_{g_{relaxation}}=0.6\text{V}$ ).

L'analyse générale de la Figure 4.4 nous confirme que l'augmentation de la concentration d'azote dans la couche d'interface accélère la dégradation en ce qui concerne le stress. De plus nous pouvons voir que la relaxation présente bien deux mécanismes. L'application du modèle de relaxation donné dans l'équation 3.9 sur ces données est résumée dans le Tableau 4.2

Paramètre	NO DPN	Soft DPN
A	25.3	29.7
B	1.15	1.43
C	5.2	8.7
$\tau_{\Gamma}$ (s)	$6.7 \cdot 10^{-6}$	$7.3 \cdot 10^{-6}$

Tableau 4.2 : Tableau récapitulatif de l'impact de la concentration d'azote sur les paramètres du modèle de relaxation pour un même stress.

L'analyse de la relaxation par le modèle nous révèle que l'augmentation de la concentration d'azote n'a qu'un impact extrêmement faible sur le temps d'émission. En revanche nous observons un impact sur le paramètre B

correspondant à la pente du second mécanisme (relaxation de type logarithmique), l'augmentation de la nitruration semble augmenter la vitesse de relaxation. De plus nous voyons que les paramètres A et C sont plus dégradés lorsque la dose d'azote augmente. Toutefois nous ne pouvons pas affirmer que l'azote est responsable de l'un ou l'autre de ces mécanismes de dégradation puisque l'azote semble avoir un impact sur les deux et que tous nos dispositifs sont nitrurés.

### 4.2.3 Comparaison des oxydes de grille SiON et SiO<sub>2</sub> sur le NBTI :

Dans cette sous-section, nous travaillerons sur le noeud technologique 100 nm en technologie planaire sur silicium massif dit "Bulk". Nous allons comparer les effets sur le NBTI des procédés RTN et DPN que nous comparerons aux même transistors ayant un oxyde de grille en SiO<sub>2</sub> pur (car n'ayant pas vu les étapes de nitruration). L'objectif étant d'essayer de découvrir si l'azote est responsable de l'un des mécanismes du NBTI.

#### 4.2.3.1 Comparaison des procédés de fabrication RTN et DPN :

Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction du chapitre 4, le procédé RTN est une nitruration de l'oxyde de grille à l'aide d'un recuit sous atmosphère d'azote et d'oxygène. Tandis que DPN est une nitruration localisée à l'oxyde de grille. Dans le cas d'une technologie dite "bulk" il n'y a qu'une seule nitruration de tout l'oxyde de grille et dans le cas d'une technologie FDSOI il y aura deux nitrurations (deux étapes indépendantes) une localisée au niveau l'IL et une seconde nitruration sera faite pour le high- $\kappa$ .

Dans le cas des technologies dite "Bulk", les procédés de nitruration (RTN comme DPN), nitrure tout l'oxyde de grille jusqu'au canal. La différence entre ces procédés de fabrication sur la technologie "Bulk" viennent du profil de la concentration d'azote dans l'oxyde de grille. Afin de donner au lecteur une idée de ces profils nous montrons un exemple caractéristique sur les Figures 4.5 et 4.6 des profils de nitruration RTN (respectivement du DPN).

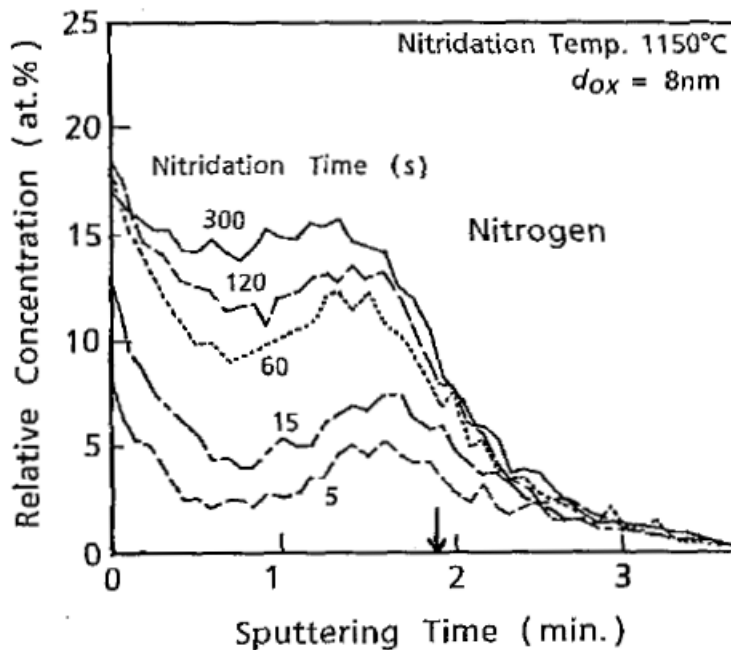


FIGURE 4.5 – Spectroscopie par électron Auger du profil d'azote d'un oxyde de 8 nm d'épaisseur pour plusieurs temps de nitruration à 1150°C, La flèche indique la position de l'interface Si/SiO<sub>2</sub> [147].

Nous pouvons observer sur la Figure 4.5 que suite à une nitruration de type RTN, nous trouvons une concentration d'azote au niveau de l'interface Si/SiO<sub>2</sub> importante. Tandis que la Figure 4.6 nous montre que dans le cas où est faite une nitruration assistée par plasma, l'essentiel de la dose d'azote est localisée en profondeur dans l'oxyde de grille tandis que la concentration d'azote à l'interface Si/SiO<sub>2</sub> reste faible.

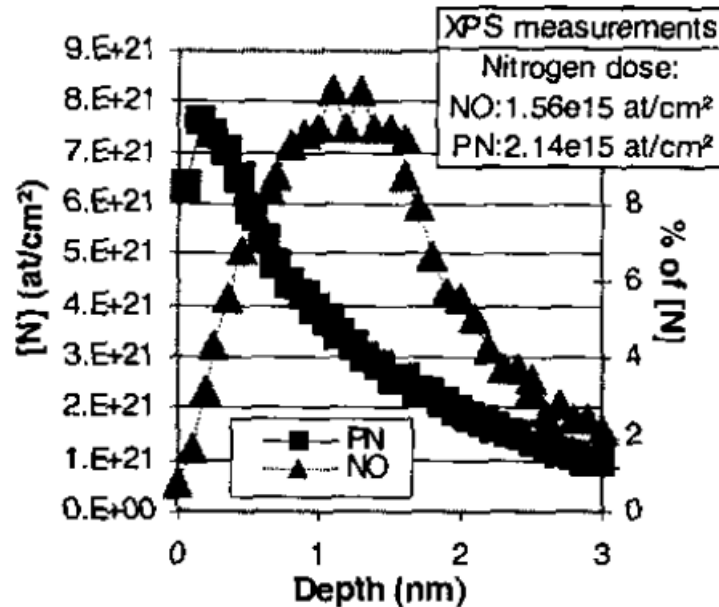


FIGURE 4.6 – Profil de la concentration d'azote obtenue à l'aide de mesures de spectrométrie de masse des ions secondaires SIMS ("secondary ion mass spectroscopy") suite à une nitruration assistée par plasma (carré en noir). Et la dose d'azote obtenue par spectroscopie de photons X ou XPS ("X-Ray photoelectron spectroscopy"). [146]

#### 4.2.3.2 Mise en évidence des mécanismes :

Comme nous comparons des procédés de nitrurations différents, de sorte que les oxydes de grille seront en SiON et en SiO<sub>2</sub> pur, nous travaillerons sur des transistors identiques en taille réalisés à l'aide de masques identiques. Toutefois il est essentiel de vérifier si la relaxation présente bien les deux dynamiques de relaxation que nous avons étudiées jusqu'à présent. Nous avons donc cherché des conditions de mesures particulières nous permettant de mettre en exergue les deux mécanismes de relaxation. En effets les conditions ne seront pas les mêmes du fait de la présence d'un oxyde plus épais pour le SiO<sub>2</sub> pur.

Les Figure 4.7 et 4.8 montrent clairement que pour le SiO<sub>2</sub> comme pour les oxydes nitrurés SiON, nous sommes en mesure de mettre les deux mécanismes de relaxation en évidence (la Figure 4.7 pour le SiO<sub>2</sub> et la Figure 4.8 pour le SiON). Nous pouvons en conclure que la nitruration accroît la dégradation du NBTI, toutefois elle n'est pas responsable de l'une des deux composantes. De plus la nitruration ne modifie pas les mécanismes du NBTI. Les épaisseurs respectives aux procédés de fabrication RTN et DPN ont été données dans la figure 3.48

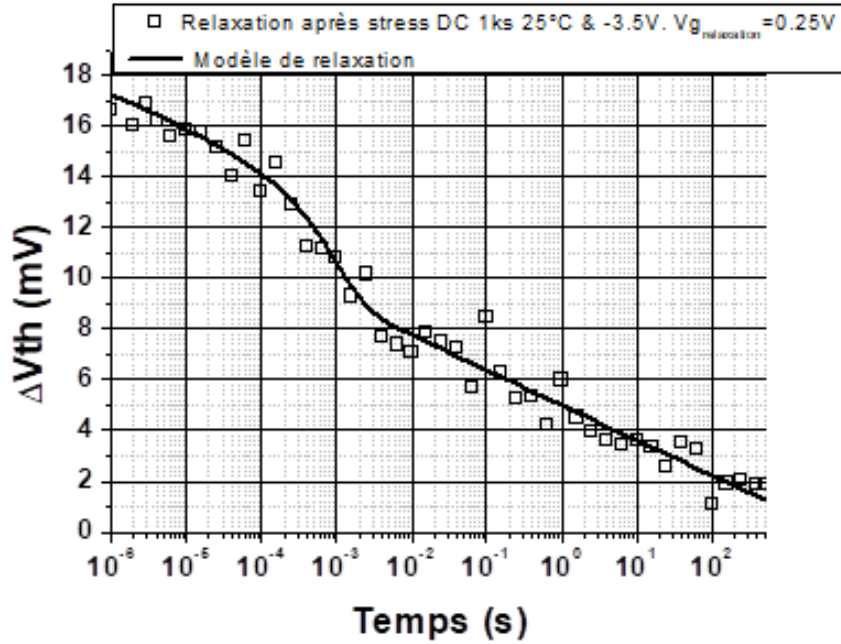


FIGURE 4.7 – Mise en évidence des deux mécanismes de relaxation sur un oxyde de grille en  $SiO_2$  pur. La ligne représente le modèle (donné dans le chapitre 3 dans l'équation 3.9) appliqué sur cette courbe.

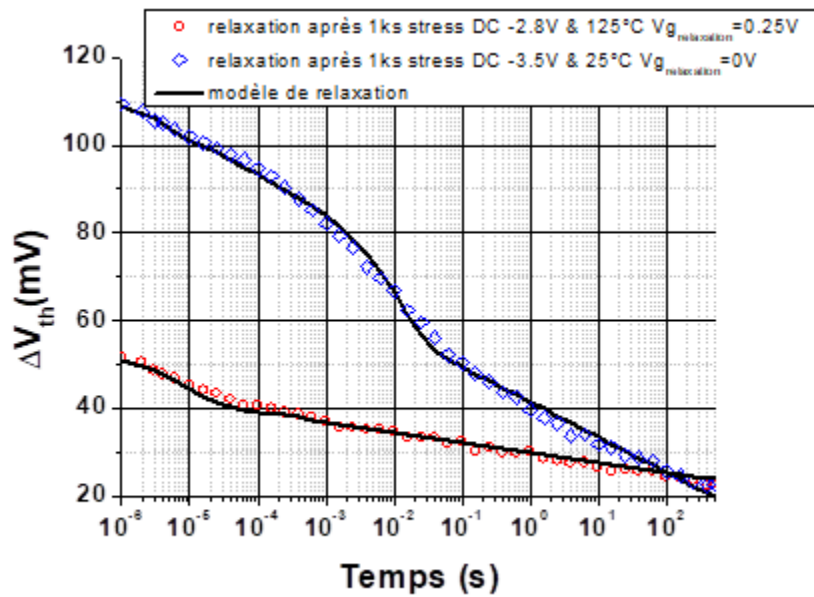


FIGURE 4.8 – Mise en évidence des deux mécanismes de relaxation pour le procédé DPN en rouge et RTN en bleu. Les lignes représentent le modèle (donné dans le chapitre 3 dans l'équation 3.9) appliqué sur ces courbes.

### 4.2.3.3 L'impact de l'azote sous contrainte NBTI :

Comme nous l'avons vu pour dans la sous-section 4.2.2.1, selon le procédé utilisé, le profil d'azote n'est pas le même. Afin de mieux comprendre l'impact de l'azote sur la dégradation, nous comparons la dégradation pour des oxydes de grille SiON nitrurés par RTN et DPN avec un oxyde de grille en SiO<sub>2</sub> pur. Nous appliquons dans un premier temps des stress DC identiques à la même température sur des transistors de tailles identiques. La Figure 4.9 présente les résultats obtenus pour la phase de stress.

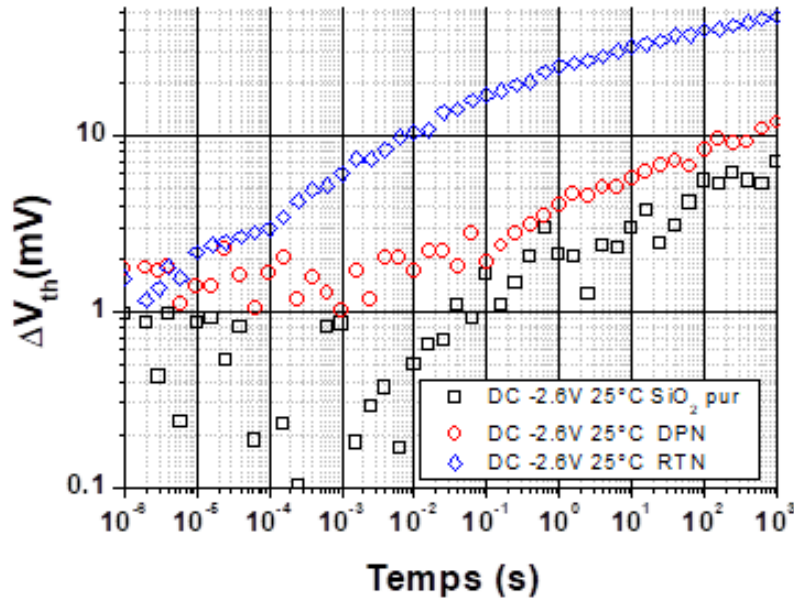


FIGURE 4.9 – Comparaison des dégradations des transistors PMOS pour un même stress DC à 25°C en fonction du procédé de nituration RTN ou DPN par rapport à un oxyde de grille non-nitruré (SiO<sub>2</sub>).

La Figure 4.9, nous montre que les dégradations obtenues pour une même tension de stress sont différentes en fonction des procédés de nituration. Nous voyons aussi que la nituration par RTN présente une dégradation très différente des procédés DPN et SiO<sub>2</sub>. De plus, il faut considérer qu'il y a une différence essentielle entre le SiO<sub>2</sub> et le SiON en ce qui concerne la valeur de la permittivité et donc de l'épaisseur équivalente d'oxyde (la permittivité relative du SiO<sub>2</sub> est plus faible que celle du SiON). Si nous voulons comparer ces procédés, l'idéal serait d'obtenir une même dégradation pour des temps de stress identiques, ce qui nécessite une modulation de la tension de stress. Cette expérience nous permettrait alors de travailler à champ électronique constant. Le résultat de cette recherche est présenté en Figure 4.10 et la relaxation de ces courbes sur la Figure 4.11.

Nous constatons alors que les procédés SiO<sub>2</sub> pur et DPN sont similaires en terme de cinétique (pour le stress comme pour la relaxation) tandis que la courbe du stress du RTN présente pour des temps courts une dégradation plus importante. De plus la relaxation de la dégradation du RTN (voir Figure 4.11) présente une partie rapide plus importante que les courbes du DPN et SiO<sub>2</sub>.

Nous en concluons qu'à même dégradation le RTN présente une partie rapide plus importante. Nous trouvons aussi que plus il y a d'azote à l'interface et plus la dégradation est forte. Nous pensons donc que la partie rapide est directement liée à l'état de l'interface (canal/oxyde de grille) et que plus la nituration est importante et plus l'interface sera dégradée entraînant une composante rapide plus importante.



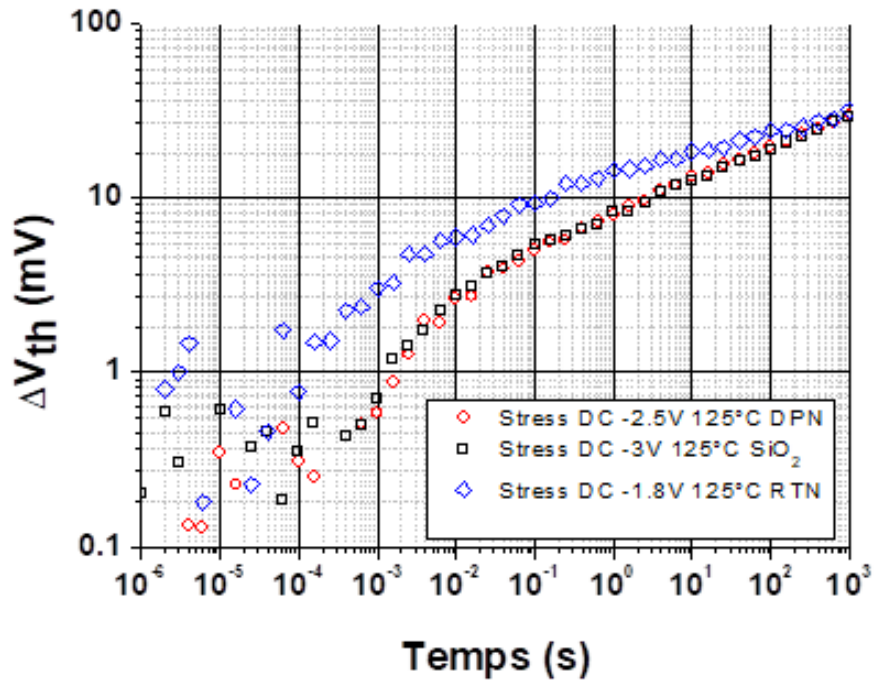


FIGURE 4.10 – Comparaisons des dégradations à champ électronique constant obtenues a même température et pour un même temps de stress pour différentes polarisations pour les procédés de nitruration DPN, RTN et pour un oxyde en SiO<sub>2</sub> pur.

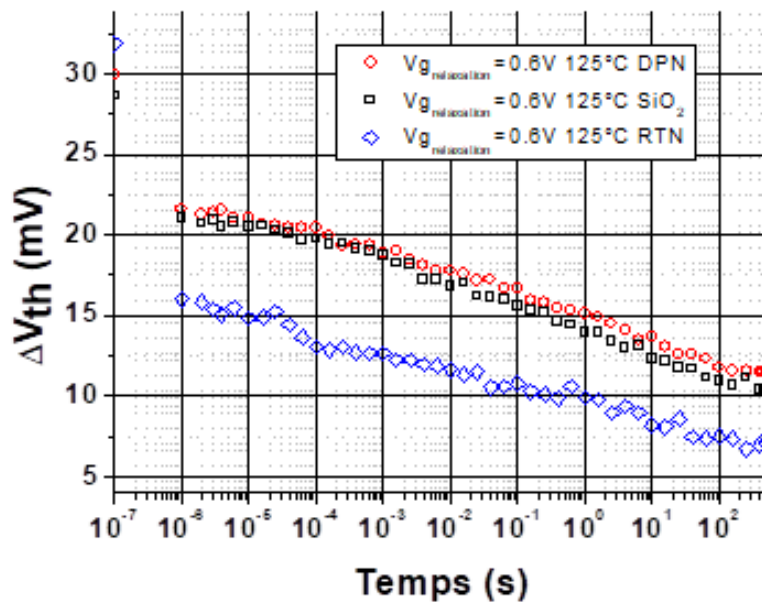


FIGURE 4.11 – Comparaison des relaxations obtenues à la suite des stress présentés en Figure 4.10. Mesures faites à 125°C pour un  $V_{g,relaxation}=0.6V$ .

### 4.3 Comparaison de deux machines pour une même technologie :

Dans le cadre de notre thèse, nous avons travaillé dans l'équipe fiabilité de STMicroelectronics, afin d'évaluer l'impact des modifications des procédés de fabrication sur les mécanismes de dégradation et sur la durée de vie des composants. Travaillant sur la technologie 28 nm FDSOI, nous avons eu la possibilité d'étudier la technologie 28 nm FDSOI venant de machines différentes. Les paramètres de fabrications sur ces deux machines ont été optimisés pour obtenir des dégradations similaires. Toutefois cela a entraîné de légères modifications des procédés de fabrications comme la qualité et l'épaisseur de l'interface layer ou encore les temps d'exposition à la nitruration. La comparaison de la même technologie ayant donc deux origines différentes est montrée en Figure 4.12. Afin de faire cette comparaison nous avons appliqué un même stress afin de les comparer à la même température pour deux tensions de stress différentes.

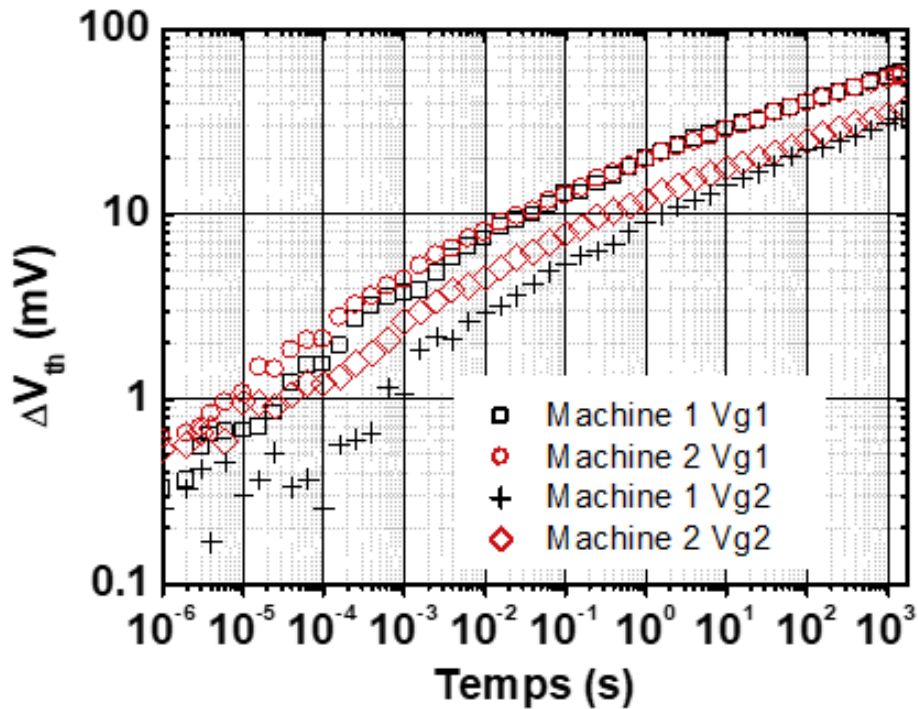


FIGURE 4.12 – Comparaison de la même technologie venant de deux machines de production différentes et subissant deux stress (fait à deux tensions différentes) à 125°C. les tensions Vg1 et Vg2 sont confidentielles

Nous remarquons que les dégradations aux temps longs sont identiques tandis que pour des temps plus courts il existe des différences. A la suite du stress fait pour la polarisation de grille Vg1, nous avons effectué une relaxation dans les mêmes conditions (125°C et  $V_{grelaxation}=0.6V$ ) pour les transistors venant des deux machines. Cette relaxation est présentée sur la Figure 4.13.

De la Figure 4.13, nous pouvons extraire un certain nombre d'informations. En effet il semble que nous ayons un même comportement général avec deux composantes en ce qui concerne la relaxation. Cependant nous pouvons voir que nous n'atteignons pas la même valeur de relaxation alors que nous avons une dégradation finale identique pour un même stress entre les dispositifs venant des deux machines différentes. De plus il semble que les pentes du mécanisme "lent" (logarithmique) soient identiques.

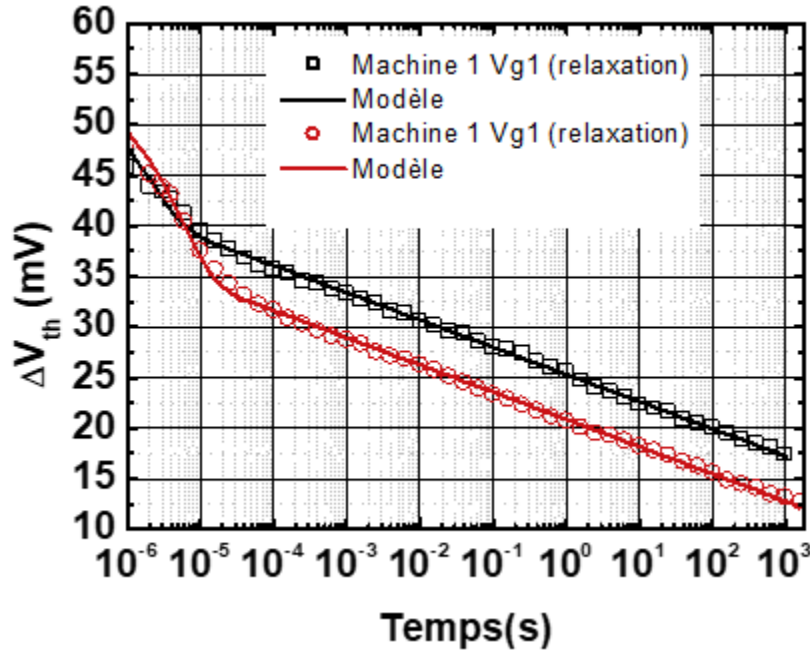


FIGURE 4.13 – Comparaison des relaxations intervenant à la suite d'un même stress sur une même technologie pour deux machines de productions différentes. Mesures faites à 125°C pour un  $V_{g_{relaxation}} = 0.6V$ .

L'application du modèle de relaxation proposé dans le chapitre 3 dans l'équation 3.9 sur les données obtenues pour ces deux machines est présentée dans le Tableau 4.1.

Paramètre	STMicronics	Fondeur X
A	25.3	20.8
B	1.15	1.15
C	5.2	12.2
$\tau_r$ (s)	$6.7 \cdot 10^{-6}$	$8.4 \cdot 10^{-6}$

Tableau 4.1 : Résumé des paramètres du modèle de relaxation appliqué à la relaxation de transistors PMOS 28 nm FDSOI  $W=5\mu m$   $L=0.03\mu m$  venant de deux machines différentes après un même stress, pour une même relaxation et à la même température.

La composante dite "rapide" en exponentielle, nous révèle que les temps d'émission sont proches. Nous pouvons donc penser que le taux d'émission ( $\tau_r$ ) est lié aux des grandeurs physiques. En revanche nous montrons que la valeur du paramètre C (l'amplitude de la partie dite rapide) est deux fois plus importante pour les transistors venant de la machine 2 que de la machine 1. Reprenant la Figure 4.12, nous pouvons voir que pour les temps courts ( $\leq 1$  s) nous avons une différence puisque les courbes de la machine 2 sont systématiquement au-dessus de celle de la machine 1, ces courbes étant des courbes moyennes obtenues sur un échantillonnage identique de l'ordre de 5 à 10 transistors.

Nous pouvons conduire une analyse similaire pour le second mécanisme dit "lent" (logarithmique), nous observons alors que la pente du second mécanisme est la même (voir le paramètre B du Tableau 4.3), ce qui semble indiquer que ce paramètre comme le taux d'émission est lié à des grandeurs physiques au premier ordre plutôt qu'à des effets de procédés, l'impact des machines n'intervenant que sur les paramètres A et C. Nous voyons alors que la machine 1 présente une composante lente (paramètre A) plus forte bien que la pente (B) de la composante lente ne soit pas impacter. Nous observons sur la Figure 4.13 que pour la machine 1, la relaxation de la composante rapide est plus

lente (bien que le temps d'émission ne soit pas impacté), or nous observons sur la Figure 4.12 qu'au temps de stress court la machine 1 présente systématiquement une dégradation plus faible ce qui tend à montrer que la composante rapide de la relaxation est la première à intervenir lors de la phase de stress.

Nous pouvons ici faire une comparaison des Figures 4.10 et 4.11 avec les Figure 4.12 et 4.13, en effet nous y trouvons des résultats similaires avec des courbes présentant une plus forte dégradation pour les temps courts tandis que les dégradations aux temps long sont identiques.

Nous pouvons donc conclure que la nitruration de l'oxyde de grille à proximité de l'IL pour les technologies sur silicium massif comme pour les technologies FDSOI présente un résultat similaire sur la dégradation, qui se traduit par une augmentation de la dégradation totale et aussi une augmentation de la partie rapide.

#### 4.4 Les effets du dopage des "Ground plane" et de la largeur de grille sur le NBTI et la tension de seuil :

Dans le cas du 28 nm FDSOI, il est possible de moduler les valeurs de la tension de seuil en modulant les dopages des caissons nommés "Ground Plane". Ces dopage ont pour conséquence la modulation de la tension de seuil. La Figure 4.14 donne une description précise des transistors MOS en technologie FDSOI. Le dopage de "Ground Plane" modifie le travail de sortie. De plus ce dopage a un impact sur la résistance  $R_{ON}$  du transistor de sorte que ce dopage agit à la manière d'une polarisation de grille arrière sur la tension de seuil [148].

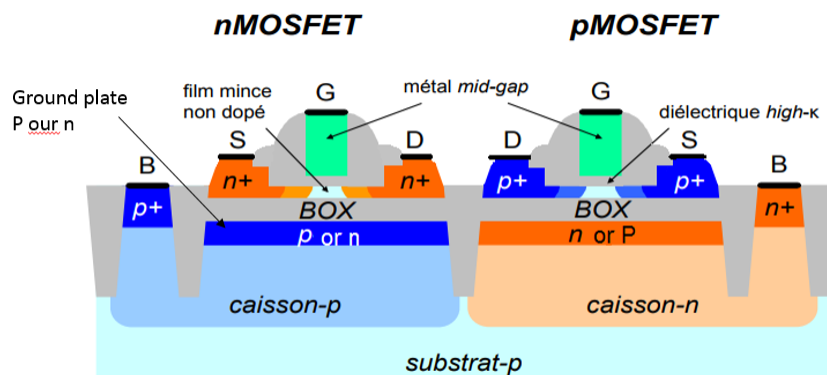


FIGURE 4.14 – Représentation détaillée des transistors nMOSFET et pMOSFET en FDSOI.

##### 4.4.1 Observations :

Nous présentons ici l'impact sur le NBTI et la tension de seuil que nous avons évalué pour des transistors PMOS LVT, RVT et PU ("Pull Up") de la SRAM. Le LVT et RVT ont des LDD identiques mais le dopage de leur "Well" et leur "Ground Plane" sont différents. Le "Pull Up" lui, est obtenu par dopage différent de des LDD. Le Tableau 4.3 donne les valeurs de la tension de seuil au temps  $t_0$  pour les différents types de transistors MOS. Nous notons que nous avons des valeurs de tension de seuil initiales qui sont identiques pour le PU et le RVT. La Figure 4.15 aura pour but d'évaluer l'impact de ces procédés de fabrication sur le NBTI. Celle-ci, nous montre qu'il n'y a pas de différence entre les transistors RVT et LVT pour une même valeur de  $W$ . Ce résultat nous indique que le dopage des caissons n'a pas d'impact sur la dégradation. Cependant nous pouvons voir une différence entre les transistors MOS RTV (et LVT) et PU puisque la courbe des transistors PU est plus dégradée que ne le sont les transistors

RVT et LVT comme le montre la Figure 4.15. Nous pouvons nous demander si cela vient de l'implantation du canal (propre au PU) ou d'un effet de la réduction du W.

Type de dopage	$V_{th0}$ (V)	W	L	Nombre de transistors
RVT	-0.37	5	0.03	612
LVT	-0.31	5	0.03	449
PU	-0.37	0.045	0.03	96

Tableau 4.3 : Valeur initiale de la tension de seuil pour différents transistors modifiés par dopage des "ground plane"

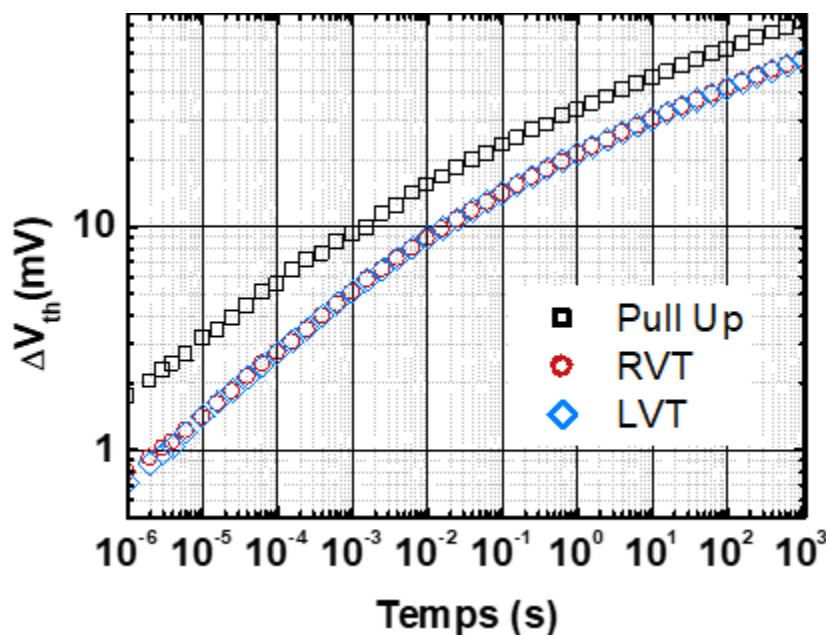


FIGURE 4.15 – Dégradation moyenne pour les transistors PU, RVT et LVT en 28nm FDSOI pour des conditions de stress identiques (même  $V_{g_{stress}}$  et  $125^{\circ}\text{C}$ ).

Nous sommes en mesure d'obtenir des dégradations identiques pour le RVT et le LVT, la courbe obtenue pour le LVT correspond à la moyenne faite sur 612 transistors (de 449 pour le RVT). Une mesure de la dégradation du "Pull-up" est la mesure résultant de la somme des comportements de 96 transistors MOS matricés. Ayant mesuré 49 dispositifs, la courbe présentée est la moyenne obtenue pour 4704 transistors individuels.

La Figure 4.15 montre clairement qu'il n'y a pas de différence en terme de dégradation entre LVT et RVT pour des W de  $5\mu\text{m}$ , ce résultat est confirmé pour des W de  $0.08\mu\text{m}$ , sur la Figure 4.16.

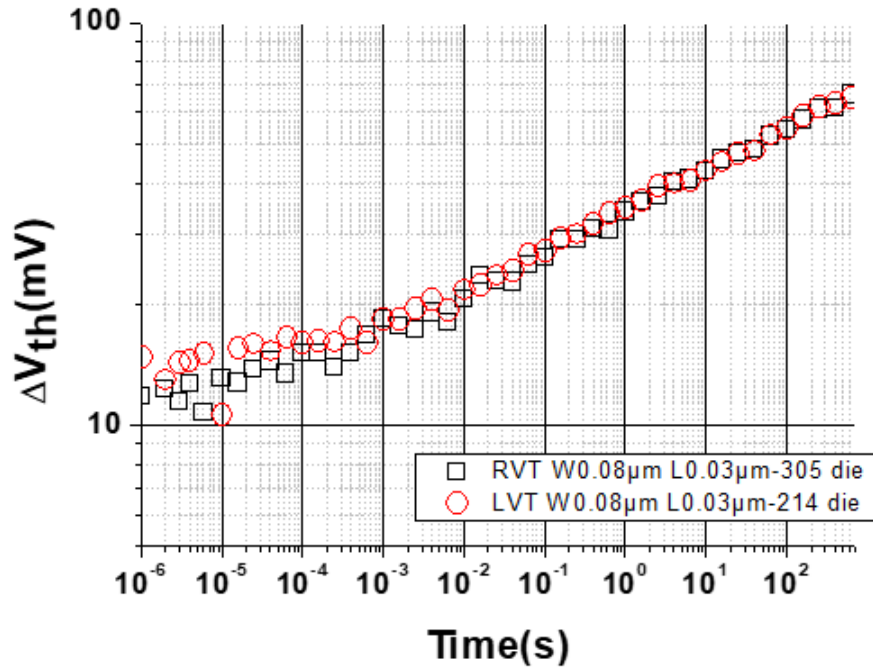


FIGURE 4.16 – Courbe moyenne de dégradation obtenue pour des structures RVT et LVT de  $W=0.08\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$  pour une même condition de stress DC à  $125^\circ\text{C}$ .

Aucune différence n'est observée sur la Figure 4.16 entre les dispositifs LVT et RVT malgré des dopages du "Well" et des "Ground Plane" différents.

Afin de comprendre l'origine de l'écart entre R-LVT et PU, nous avons donc mesuré la dégradation pour des transistors R-LVT ayant des  $W$  différents dans les mêmes conditions de stress.

La statistique faite pour ces mesures est fournie dans le tableau 4.4. Il est nécessaire d'avoir une statistique importante pour obtenir une dégradation précise et c'est d'autant plus vrai que  $W$  est petit.

$W$ ( $\mu\text{m}$ )	dopage	$L$ ( $\mu\text{m}$ )	Nombre de transistors
5	R-LVT	0.03	1061
1	R-LVT	0.03	584
0.21	R-LVT	0.03	280
0.08	R-LVT	0.03	519
0.051	PU	0.03	4704

Tableau 4.4 : Statistiques des mesures faites pour évaluer l'effet de  $W$  sur la dégradation du NBTI.

Nous notons que la statistique fournie dans le tableau combine les valeurs obtenues pour des transistors RVT et LVT, puisque nous avons montré qu'il n'existe aucune différence en terme de dégradation pour un même  $W$  entre ces deux dispositifs. Nous observons sur la Figure 4.17 la dégradation finale à la suite d'un même stress DC à la même température. Nous observons qu'il existe bien un effet  $W$  qui se suffit à lui-même pour expliquer la différence de dégradation entre les transistors R-LVT et PU.

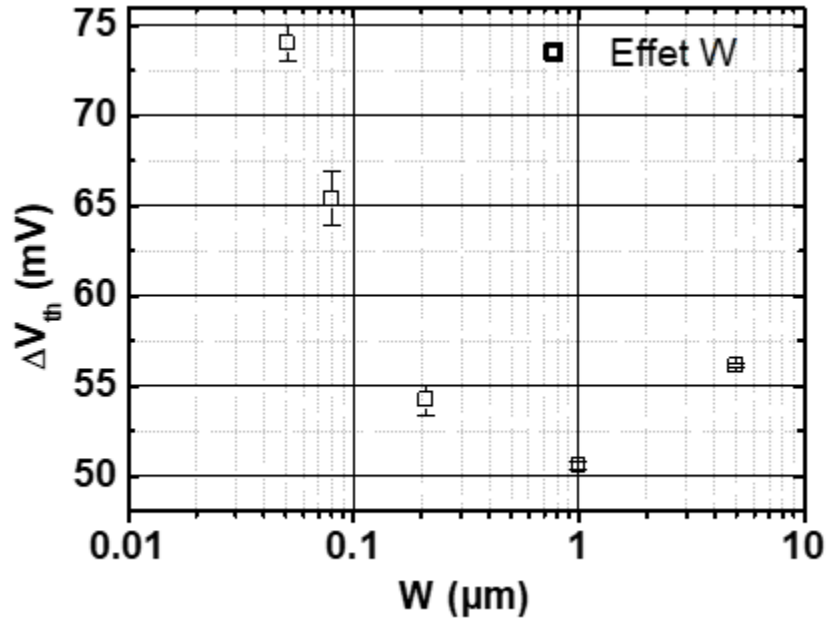


FIGURE 4.17 – Dégradation obtenue pour un même stress DC à -1.9V à 125°C pour différents W.

La Figure 4.17, nous montre une différence de l'ordre de 40 % entre les plus grands et les plus petits W sur la dégradation totale. De plus nous avons montré que l'implantation n'a pas d'impact. Il est légitime de poser la question de l'impact du dopage du canal dans le cas des PU, sachant cependant que ce dopage n'existe pas dans pour les RVT et les LVT, et qu'il est possible de voir un impact important sur les MOS R-LVT pour des  $W < 0.1 \mu\text{m}$ , il semble que le  $W = 0.051 \mu\text{m}$  soit dans la même tendance et que si ce dopage a un impact sur la dégradation il soit de second ordre par rapport à l'effet du W.

#### 4.4.2 Origine de l'effet en W (la largeur de grille) :

L'explication de cet effet de la réduction de W est expliqué dans la littérature par le piégeage d'oxygène issu des STI (ou "Oxygen Scavenging"). Il s'agit du pompage d'oxygène depuis les tranchées de STI ("Shallow Trench isolation"). En effet il a été montré que dans les transistors MOS avec un high- $\kappa$ , il y a des lacunes d'oxygène de type V<sub>O2+</sub>, combinant cela au fait que les MOS sont soumis à des recuits lors des étapes de fabrication suivant le dépôt de HfO<sub>2</sub>, de sorte que de l'oxygène diffuse depuis les STI vers la grille ré-oxygénant l'empilement de grille. L'oxygénation se fait donc par les bords de l'oxyde de grille. La Figure 4.18 nous montre une représentation schématique des chemins de diffusion de l'oxygène, tandis que la Figure 4.19 montre schématiquement comment cela affecte les transistors ayant des dimensions en L et en W toujours plus petites.

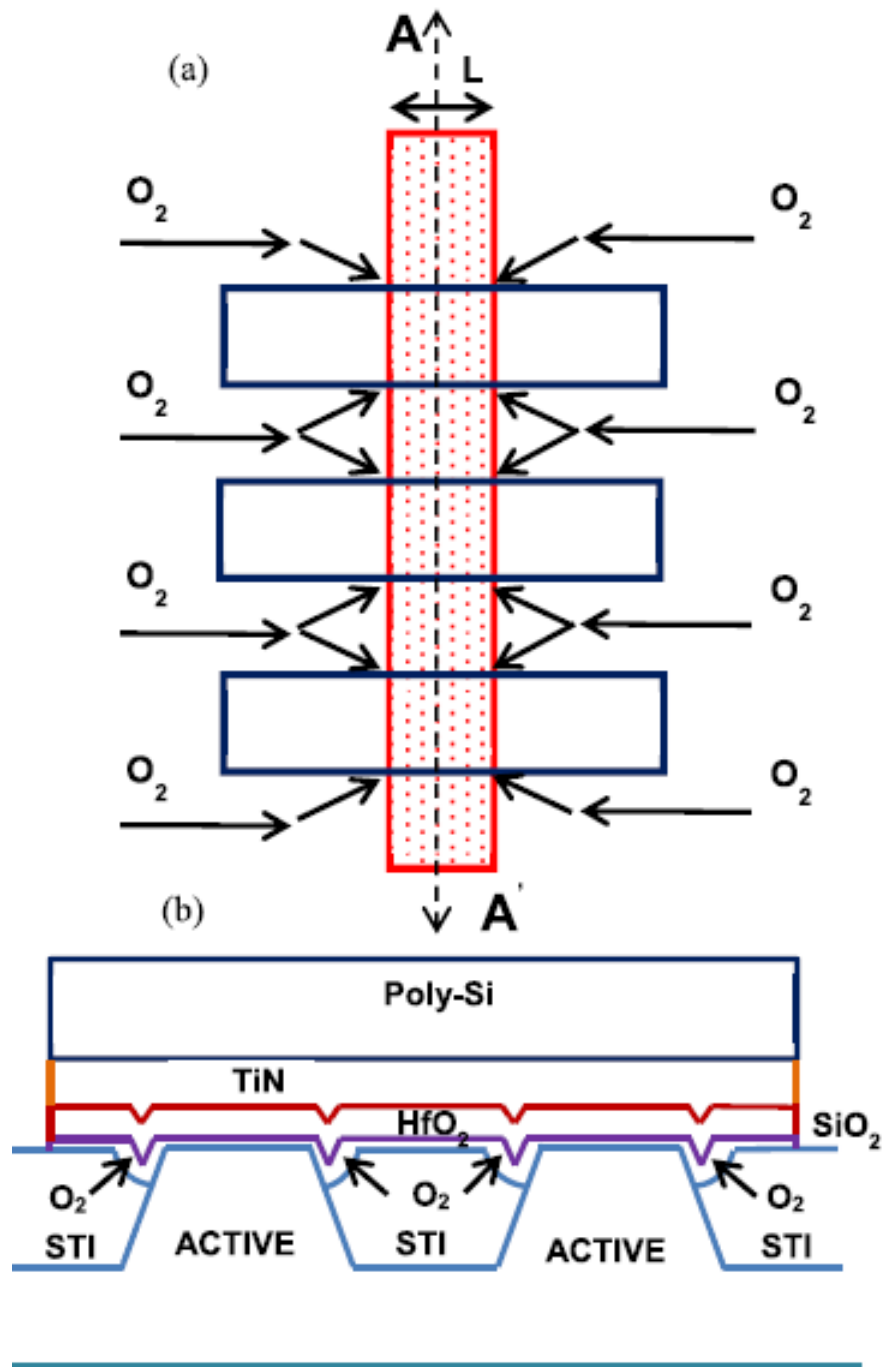


FIGURE 4.18 – Représentation schématique des chemins possibles de contamination de l'oxyde de grille par l'oxygène issu des STI. [146]



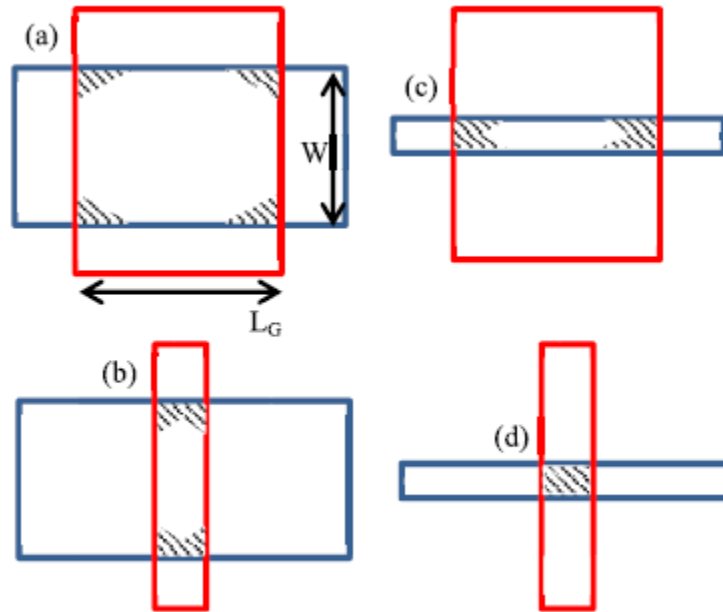


FIGURE 4.19 – Représentation des pièges  $V_{02+}$  repassivés en fonction de 4 types d'architecture. (a) dispositif large et long. (b) dispositif étroit et long. (c) dispositif large et court. (d) dispositif étroit et court. [146]

Dans notre étude en  $W$ , nous travaillons à partir de transistors de type (c) et la réduction des dimensions en  $W$  fait que nous tendons vers des dispositifs de type (d). Nous pouvons en conclure que l'impact de l'oxygénation des oxydes de grilles dans le cas (c) est négligeable au regard de la taille de  $W$  mais pour de plus petit  $W$  il y aura un impact sur la dégradation du NBTI. Cette étude nous permet de donner une valeur de la taille critique à partir de laquelle ce pompage de l'oxygène depuis les STI aura un impact significatif sur la dégradation du NBTI. Cette valeur étant de l'ordre de  $0.1\mu\text{m}$

## 4.5 L'impact l'épaisseur de TiN de la grille sur le NBTI :

Dans cette partie nous travaillerons en 14nm FDSOI sur les épaisseurs de grille en TiN afin de moduler le travail de sortie des transistors MOS. Pour cela nous étudierons des transistors dont seule l'épaisseur de grille en TiN variera de  $10\text{ \AA}$  à  $45\text{ \AA}$ , le but étant de moduler la valeur de la tension de seuil  $V_{th0}$ . La modulation de la valeur de  $V_{th0}$  est donnée sur la Figure 4.20 et l'impact sur le NBTI sur la Figure 4.21.

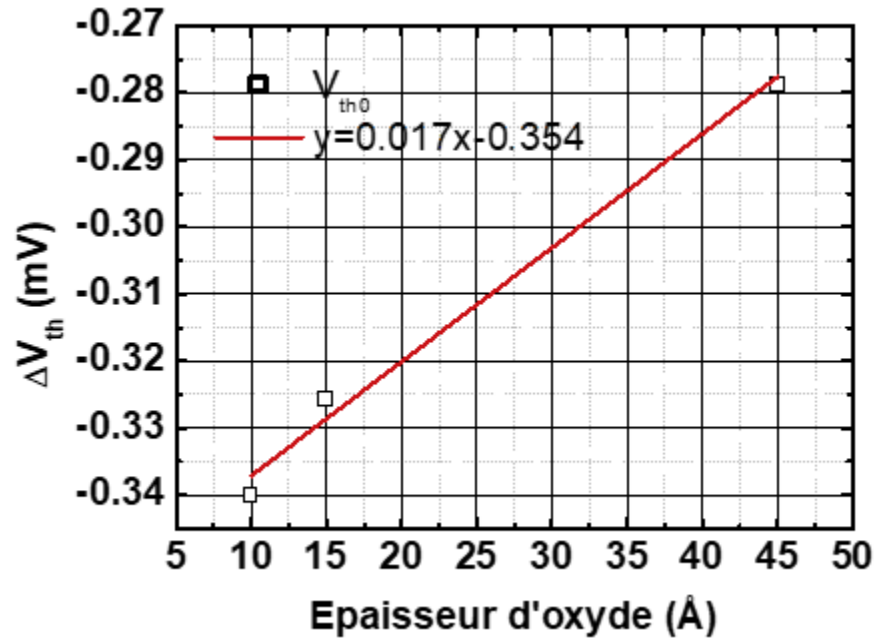


FIGURE 4.20 – Modulation de la tension de seuil par les variations de l'épaisseur de la grille en TiN.

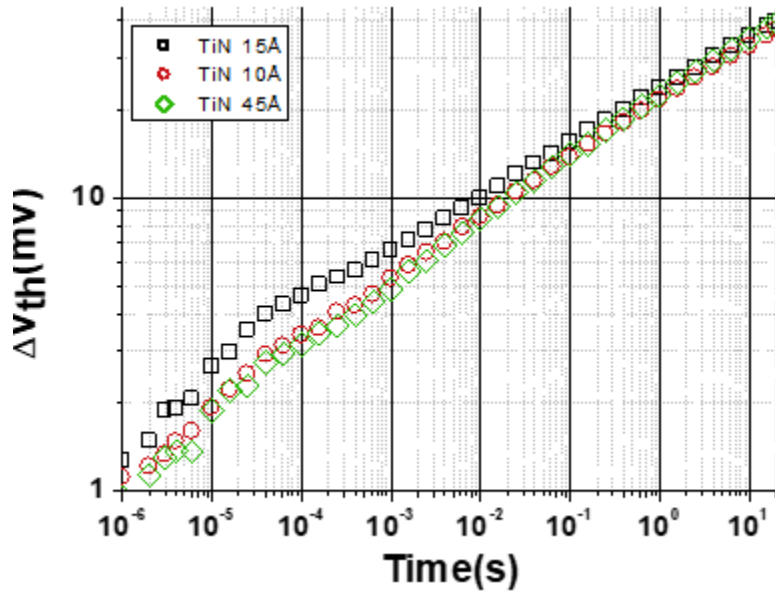


FIGURE 4.21 – Impact de la variation de l'épaisseur de grille en TiN sur la contrainte NBTI.

Nous pouvons voir que nous sommes capables de moduler  $V_{th0}$  de 60mV par une augmentation de l'épaisseur d'oxyde de 30 Å, sans pour autant impacter la dégradation du NBTI.

#### 4.6 Le dopage des "Pocket" en technologie Silicium massif :

Dans les technologies sur Silicium massif, nous avons étudié l'impact d'une technique de modulation de la tension de seuil, le dopage par implantation des "pockets". Nous avons fait cette étude en 40 nm, avec l'objectif d'évaluer

l'impact de ce procédé de fabrication sur la dégradation du NBTI. De plus nous travaillons sur trois dopages différents permettant de moduler la valeur de  $V_{th0}$ . Ces dopages nous permettent alors d'avoir des transistors MOS : SVT ("Slow Vth"), RVT ("Regular Vth") et LVT ("Low Vth").

La Figure 4.22 présente une vision schématique du transistor MOS sur Silicium massif plus détaillé que ce qui a été montré dans le chapitre 1 afin de mieux visualiser où les "Pocket" se trouvent.

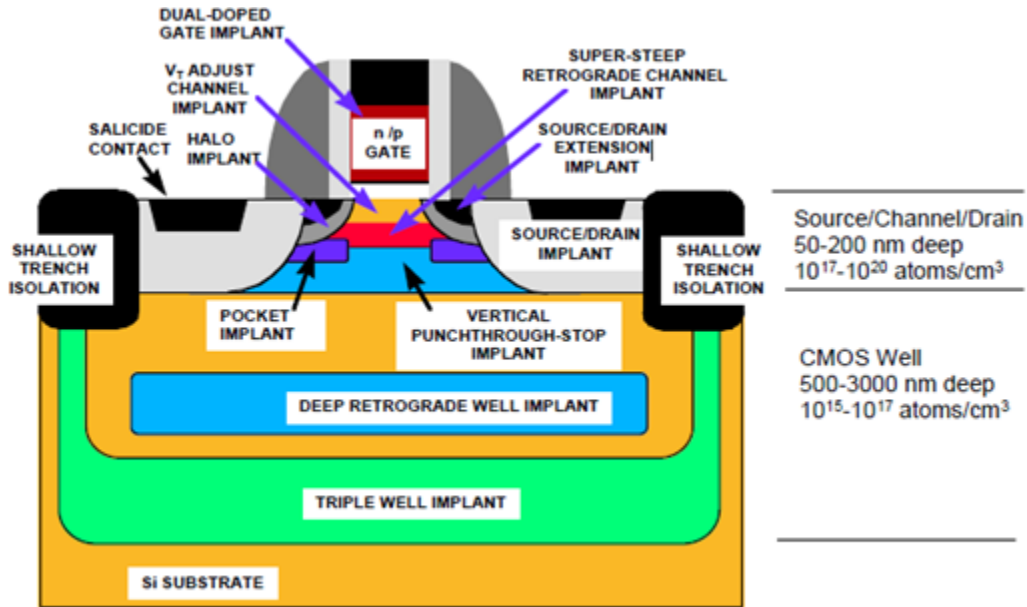


FIGURE 4.22 – Représentation schématique du transistor MOS sur silicium Massif. Ce schéma présente les extensions de drain ou LDD déjà mentionnées mais aussi les implantations de halo et enfin les "Pocket".[128]

La Figure 4.22 nous permet de voir que l'implantation des "Pocket" correspond au dopage d'une zone sous le canal. Un résumé des dégradations et des tensions de seuils initiales de ces transistors est présenté dans le Tableau 4.5.

dopage	$V_{th0}$ (V)	$\Delta V_{th}$ (mV)	Statistique	W( $\mu$ m)L( $\mu$ m)
SVT	-0.43	36.14	39	W=10 L=0.04
LVT	-0.37	31.8	28	W=10 L=0.04
PVT	-0.55	41.9	94	W=10 L=0.04

Tableau 4.5 : Récapitulatif des résultats obtenus pour les trois dopages des "Pockets" sur la technologie 40nm. La dégradation est obtenue pour un même stress DC (temps, température et tension de polarisation identique).

Le Tableau 4.5 nous montre clairement que nous sommes capables par cette étape de fabrication de moduler les valeurs de  $V_{th0}$ , cependant cette modulation n'est pas sans conséquence, puisqu'elle a alors un impact sur la dégradation NBTI. Nous noterons que le W de ces échantillons étant de  $10\mu$ m, nous minimiserons la variabilité par rapport à des échantillons plus petits. La Figure 4.23 met en évidence que la dégradation du NBTI est linéairement lié à la modulation du  $V_{th0}$  par implantation des "pockets".

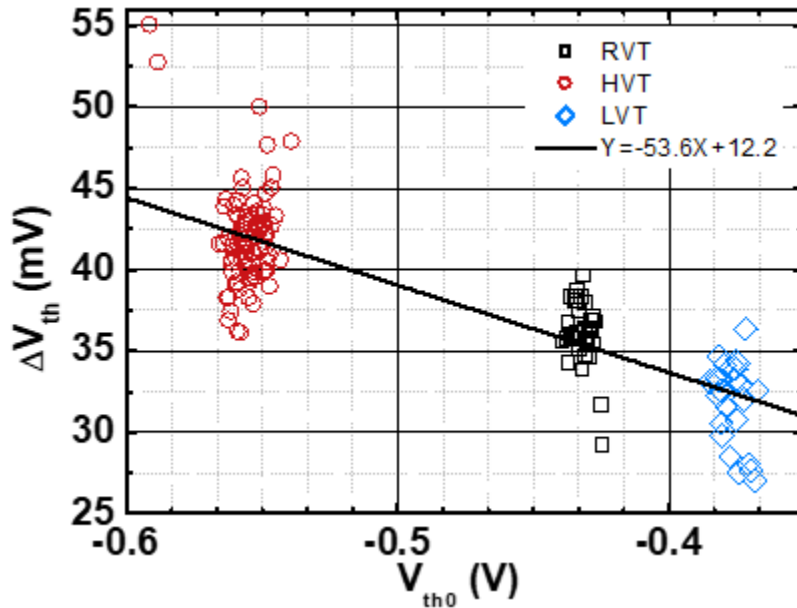


FIGURE 4.23 – Mise en évidence que la dégradation des transistors MOS en 40 nm sous une même contrainte NBTI est linéaire avec  $V_{th0}$ .

## 4.7 Conclusion

Le chapitre 4 s'est concentré sur l'impact des changements de procédés sur le NBTI, l'objectif primaire étant de mieux comprendre le NBTI et ses origines, cependant cela nous a aussi permis d'évaluer la robustesse de nos modèles et leurs capacités à modéliser les effets de ces différents procédés de fabrication.

Dans un premier temps, nous avons observé que la nitruration de couche d'interface (IL) sur la technologie FDSOI impacte aussi bien la dégradation que la tension de seuil, tandis que la nitruration du high- $\kappa$  n'impacte pas la dégradation NBTI mais seulement la tension de seuil. Un travail similaire a été fait sur la technologie 100 nm ("Bulk") où cette fois c'est le profil de la nitruration qui a été étudié et observé. Nous trouvons alors que plus l'azote est loin de l'interface et moins il aura d'impact sur la dégradation. Si le chapitre 3 a montré que les mécanismes du NBTI n'ont pas varié en dépit des changements, d'architecture et des procédés de fabrication, nous avons montré dans ce chapitre que la nitruration de l'interface entre le canal et l'oxyde de grille accroît la dégradation et plus particulièrement la composante rapide. Pour autant cette composante existe même sans nitruration de sorte que cette dernière ne fait qu'exacerber un phénomène déjà existant. La composante rapide pourrait donc être liée à l'état de l'interface canal/oxyde et la nitruration ne ferait qu'exacerber cette dégradation. D'après la littérature et le chapitre 1, nous pensons qu'en l'absence de nitruration, la composante rapide vient de défauts de type centres Pb qui sont des défauts d'interface Si/SiO<sub>2</sub> tandis que la nitruration de l'interface fait intervenir un nouveau type de défauts, les centres Kn puisque ceux-ci se comportent électriquement comme des défauts de l'interface Si/SiO<sub>2</sub> d'après les mesures RPE (voir chapitre 1).

L'étude que nous avons menée sur les "Pockets", le "Well" et les "Ground Plane" ou encore l'épaisseur de la grille de TiN tendent à montrer que le NBTI ne varie pas nécessairement en  $V_g - V_{th}$ . Enfin notons que le dopage de "Ground Plane" semble ne pas avoir d'impact sur la dégradation NBTI pour les grandes valeurs de  $W$ . En revanche en dessous de  $0.1\mu\text{m}$ , "l'oxygen scavenging" commence à apparaître et à avoir un impact sur la dégradation du NBTI ( $\Delta V_{th}$ ) qui devient alors dépendante de  $W$ .



## Chapitre 5

# Étude de la variabilité temporelle du MOS sous contrainte NBTI :

### 5.1 Introduction :

Comme mentionné dans le Chapitre 1, nous faisons une distinction entre la variabilité statique qui a plusieurs origines et la variabilité temporelle. Nous travaillerons dans ce chapitre sur la variabilité qui s'inscrit dans une perspective de fiabilité contrairement à la variabilité statique qui concerne plus les marges de fonctionnement des circuits. Dans notre étude nous travaillons sur des grandeurs électriques qui vont varier sous l'effet d'une contrainte de stress. Dans ce chapitre nous présenterons notre travail sur cette variabilité temporelle. Nous commencerons par présenter les conséquences de la contrainte NBTI sur la variabilité, puis nous présenterons les lois statistiques les plus utilisées en fiabilité et notamment le DCM ("Defect Centric Model") qui est le modèle le plus efficace qui existe dans la littérature en ce qui concerne la modélisation de la variabilité induite par le NBTI. Nous présenterons alors le modèle, ce qui a fait sa renommée mais aussi ses limitations. L'efficacité de ce modèle a été montrée dans la littérature puisqu'il a été capable de modéliser la variabilité de plus de 400 000 transistors ayant subi une contrainte NBTI. Cette étude a été faite en AC 50% (par D.Angot dans son manuscrit de thèse [14]). Nous proposons dans ce chapitre d'étudier ce modèle à l'aide des mesures rapides. De plus nous montrerons que son utilisation poses plusieurs problèmes :

- Des problèmes liés à son emploi avec des ordinateurs car il fait intervenir des nombres  $>10^{307}$ .
- Des problèmes de normalisation de sa "Probability density function" notée PDF.
- Des problèmes dans la prédiction du nombre de défauts lors de la relaxation.

Nous proposerons donc un outil afin de palier le problème lié aux grands nombres, sous la forme d'un tirage Monte-Carlo. Nous proposerons aussi une réécriture mathématique de ce modèle afin de passer outre les limitations des ordinateurs et nous proposerons aussi de corriger le modèle afin que la "Probability density function" soit normalisée. Enfin nous étudierons la notion de DCM à deux populations et nous proposerons un modèle "Dual Defect Centric Model" (DDCM) afin de palier l'incohérence que soulève la prédiction du nombre de défauts dans le cas de la relaxation.

### 5.2 Les modèle de distribution :

Nous commencerons par introduire les principales lois de distribution comme les lois normales et log normales, puis nous nous concentrerons plus particulièrement sur le DCM ("defect Centric Model"). Mentionnons qu'il y a encore quelques années le modèle de Skellam [149] permettait une modélisation des distributions assez efficace mais

depuis 2013, il a été montré à l'aide d'un très grand échantillonnage statistique que le modèle de Skellam est moins efficace que le "Defect centric Model" (DCM) [150, 14]. La Figure 5.1 nous montre le travail de comparaison fait entre ces modèles dans la littérature sur une statistique très importante de 400 000 transistors.

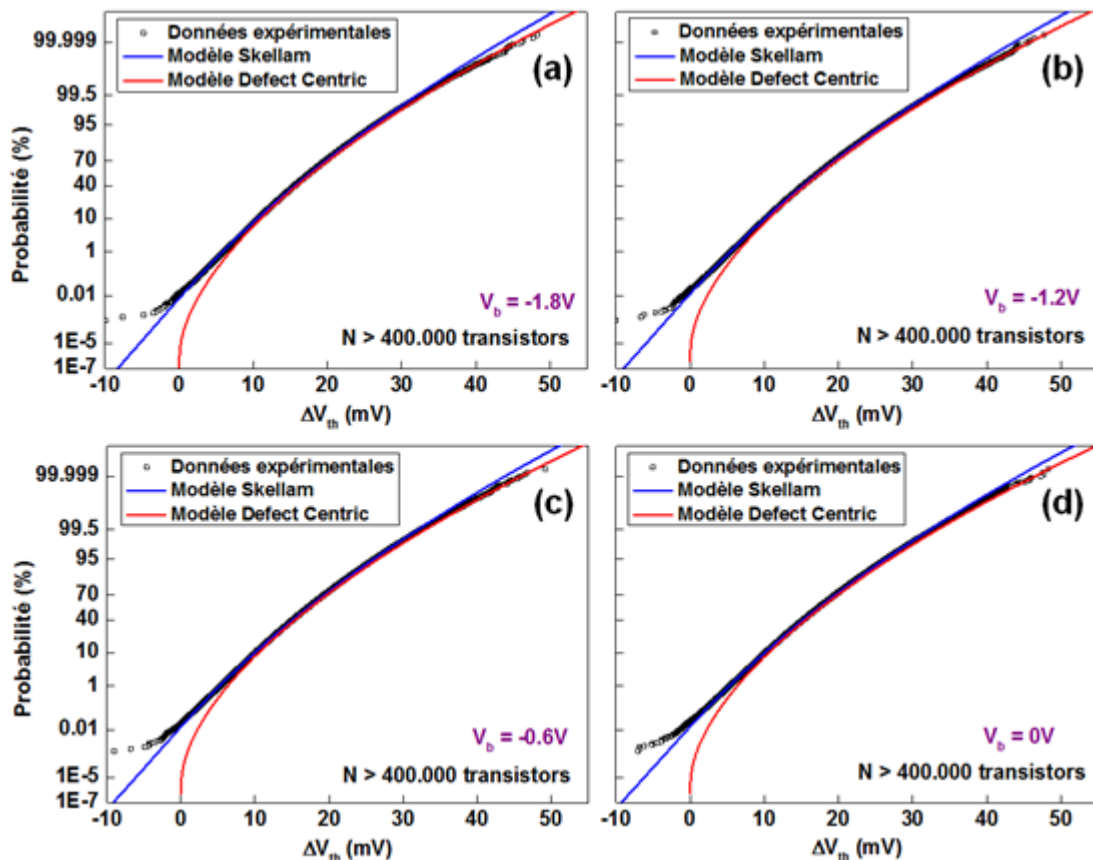


FIGURE 5.1 – Comparaison du "Defect Centric Model" avec le modèle de Skellam sur environ 400 000 transistors [14].

Nous ne présenterons donc pas le modèle de Skellam en revanche nous ferons une description poussée du DCM.

### 5.2.1 La loi normale :

La loi normale est aussi appelé loi de Gauss ou loi Gaussienne. C'est une loi statistique qui permet la modélisation d'évènements aléatoires. L'origine de cette loi vient des travaux de Bernoulli (1713) mais il faudra attendre Laplace en 1812 pour qu'elle soit formalisée [151].

La densité de probabilité ou PDF ("Probability Density Function") de la loi normale est rappelé dans l'équation 5.1.

$$f(x, \mu, \sigma^2) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right)^2\right) \quad (5.1)$$

Avec  $\mu$  l'espérance mathématique (c'est la moyenne des valeurs pondérées par cette densité de probabilité),  $\sigma$  est l'écart type (ou la déviation standard) et  $\sigma^2$  la variance. Une valeur de  $\sigma$  faible signifie que l'ensemble des points est proche de la valeur moyenne tandis qu'une forte valeur signifie que l'ensemble des données sera dispersé.

La fonction de répartition de cette loi aussi appelée CDF ("Cumulated distribution Function") ou probabilité de densité cumulée est donnée dans l'équation 5.2.

$$F(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{t-\mu}{\sigma}\right)^2\right) dt \quad (5.2)$$

pour tout x réel

### 5.2.2 La loi log normale :

La loi log normale est une autre loi du domaine des statistiques [152]. Une variable X suit une loi lognormale de paramètre  $\mu$  et  $\sigma^2$ , si la variable  $Y = \ln(X)$  suit une loi normale d'espérance  $\mu$  et de variance  $\sigma^2$ . Nous rappelons dans l'équation 5.3 la valeur de la densité de probabilité de la loi log normale.

$$f(x, \mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln(x) - \mu}{\sigma}\right)^2\right) = \frac{1}{x} f_X(\ln(x), \mu, \sigma) \quad (5.3)$$

$\mu$  étant l'espérance et  $\sigma$  l'écart-type. La fonction de répartition ou CDF de la loi lognormale est donné dans l'équation 5.4.

$$F_X(x) = \phi\left(\frac{\ln(x) - \mu}{\sigma}\right) \quad (5.4)$$

Avec  $\phi$  la CDF d'une loi normale.

A titre d'exemple, les sources de variabilité impactant la tension de seuil  $V_{th}$  suivent une loi normale tandis le temps à la défaillance d'un composant suit une loi lognormale.

### 5.2.3 Le "Defect Centric Model" (DCM) :

Le "Defect Centric Model" aussi appelé "EP model" (ou "Exponential Poisson model"), est une loi statistique introduite dans la physique des semi-conducteurs par B.Kaczer en 2010 [123,172]. Ce modèle se base sur le fait que le nombre des pièges dans l'oxyde suit une loi de Poisson tandis que l'impact de ces pièges sur  $\Delta V_{th}$  suit une loi exponentielle.

L'origine de la distribution exponentielle vient de la probabilité d'occupation des pièges au cours du temps comme le montre la Figure 5.2. La distribution exponentielle est un cas particulier de la distribution Gamma introduite par L.Euler en 1924. La loi exponentielle est aussi un cas particulier de la loi de Weibull [157] (avec un facteur de forme  $\beta$  égal à 1).



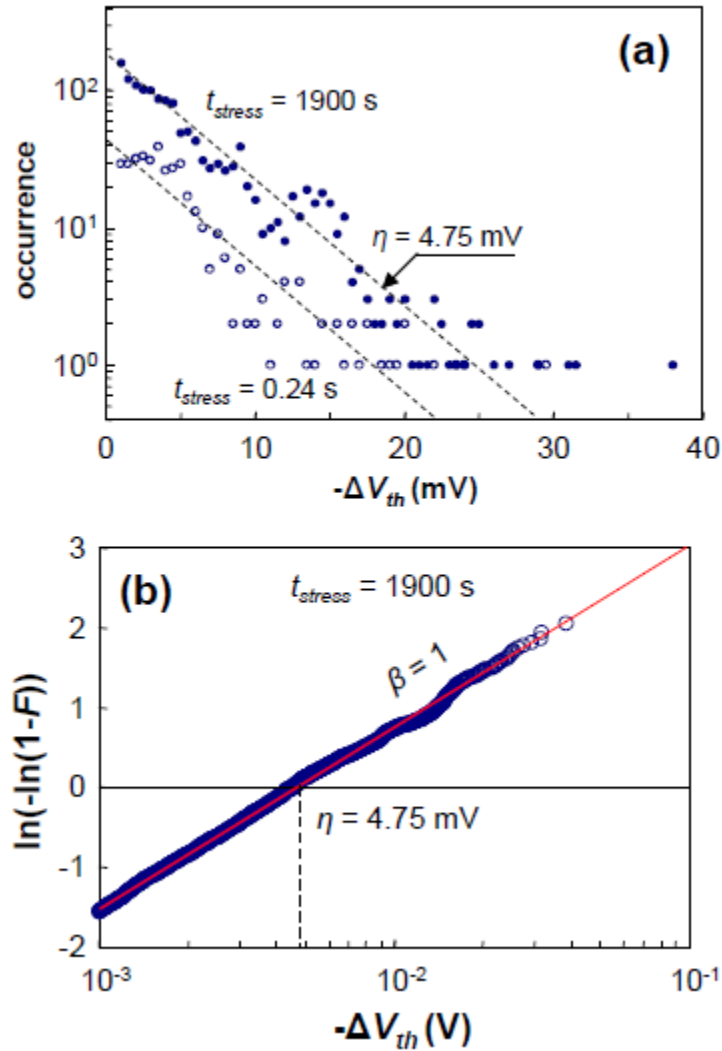


FIGURE 5.2 – (a) Les histogrammes des hauteurs de transition du NBTI pour 72 composants montrent une distribution exponentielle claire. (b) CDF des données montré en (a) pour  $t_{stress} = 1900$  s qui montre une distribution de Weibull confirmant la distribution exponentielle [123, 172].

L'expression mathématique de la densité de probabilité (PDF) de la fonction exponentielle est rappelée dans l'équation 5.5 et la CDF de la distribution exponentielle dans l'équation 5.6.

$$f_{exp}(\Delta V_{th}, \eta) = \frac{1}{\eta} \exp\left(\frac{-\Delta V_{th}}{\eta}\right) \quad (5.5)$$

$$F_{exp}(\Delta V_{th}, \eta) = 1 - \exp\left(\frac{-\Delta V_{th}}{\eta}\right) \quad (5.6)$$

Dans les équations 5.5 et 5.6,  $\eta$  est l'impact moyen des pièges sur  $\Delta V_{th}$ . Considérant à présent que  $n$  défauts ont été créés dans l'oxyde de grille du transistor, alors la PDF qui gouverne ce système est obtenue par  $n$  convolution de la PDF donnée dans l'équation 5.5. La PDF résultant s'exprime sous la forme donnée dans l'équation 5.7 tandis que la forme de la CDF est présentée dans l'équation 5.8.

$$f_n(\Delta V_{th}, \eta) = \frac{\exp\left(\frac{-\Delta V_{th}}{\eta}\right) \Delta V_{th}^{n-1}}{(n-1)! \eta^n} \quad (5.7)$$

$$F_n(\Delta V_{th}, \eta) = 1 - \frac{\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{(n-1)!} \quad (5.8)$$

La fonction *Gamma* est la fonction Gamma incomplète d'Euler qui apparait dans l'équation 5.8, celle-ci est définie dans l'équation 5.9.

$$\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right) = \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{\infty} t^{n-1} \exp(-t) dt \quad (5.9)$$

De plus comme mentionné plus haut le nombre de pièges dans l'oxyde de grille suit une loi de Poisson ou loi des évènements rares [158]. L'expression de la PDF de la loi de Poisson est donnée dans l'équation 5.10 et sa CDF dans l'équation 5.11.

$$f_{n,Poisson}(n) = \frac{\exp(-N) N^n}{n!} \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{\infty} t^{n-1} \exp(-t) dt \quad (5.10)$$

$$F_{n,Poisson}(n) = \frac{\Gamma(n+1, N)}{n!} \quad (5.11)$$

Où  $\Gamma$  est la fonction Gamma incomplète définie dans l'équation 5.9.

La somme des contributions  $F_n$  (CDF de la loi exponentielle pour  $n$  défauts) pondérée par la PDF de la loi de Poisson, nous donne la CDF du DCM formalisé dans les équations 5.12 et 5.13.

$$F_{N,DCM}(\Delta V_{th}) = \sum_{n=1}^{+\infty} f_{N,Poisson}(n) F_n(\Delta V_{th}) \quad (5.12)$$

$$F_{N,DCM}(\Delta V_{th}, \eta) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\exp(-N) N^n}{n!} \left(1 - \frac{\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{(n-1)!}\right) \quad (5.13)$$

De cette CDF, il est possible d'obtenir la PDF par dérivation dont l'expression est transcrite dans l'équation 5.14. Notons que le terme  $\delta(V_{th})$  a été rajouté a posteriori par A.Subirats (manuscrit de thèse [128]) afin d'avoir une PDF normalisée.

$$f_{N,DCM}(\Delta V_{th}, \eta) = \exp(-N) \left[ \delta(V_{th}) + N \frac{\exp\left(\frac{-\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{\eta} \mathcal{F}_1\left(2; N \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right) \right] \quad (5.14)$$

avec  ${}_0\mathcal{F}_1$  la fonction hypergéométrique définie dans l'équation 5.15

$${}_0\mathcal{F}_1\left(2; N \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right) = \sum_{k=0}^{+\infty} \frac{N^k \Delta V_{th}^k}{(k+1)!(k!)^2 \eta^k} \quad (5.15)$$

Et le calcul des moments de la PDF permet de remonter à l'expression mathématique du nombre de défauts moyen (N ou Nt dans l'équation) donné dans l'équation 5.16 mais aussi à l'impact moyen de chaque défaut sur  $\Delta V_{th}$  ( $\eta$ ) rapporté dans l'équation 5.17.

$$N = \frac{2 \langle \Delta V_{th} \rangle^2}{\sigma_{\Delta V_{th}}^2} \quad (5.16)$$

$$\eta = \frac{\sigma_{\Delta V_{th}}^2}{2 \langle \Delta V_{th} \rangle} \quad (5.17)$$

Ces résultats peuvent être trouvés dans [123, 153] et le détail du calcul de la PDF et des deux premiers moments peut être trouvé dans la littérature chez A.Subirats (dans son manuscrit de thèse) [128].

### 5.3 La variabilité induite par le NBTI :

Il a été montré dans le chapitre 1 dans la section 1.4.3.3 que l'erreur de mesure que nous faisons avec un analyseur B1530 était de l'ordre de 0.15 mV sur la mesure. Nous pouvons alors négliger cette source d'erreur et considérer les dégradations induites par le NBTI comme la seule source de variabilité temporelle.

#### 5.3.1 La distribution expérimentale de $V_{th0}$ et $\Delta V_{th}$ :

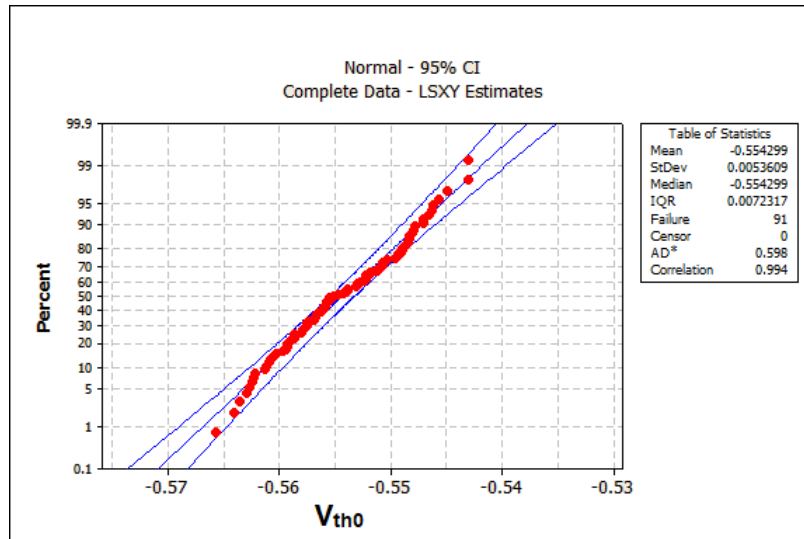


FIGURE 5.3 – Représentation de la tension de seuil au temps  $t_0$  pour un type de transistor sur une seule plaque.  $V_{th0}$  suit une loi normale. 94 transistors issus d'une même plaque sont caractérisés sans avoir été dégradés. Les intervalles de confiance sont calculées à 95%.

Cependant cette caractéristique une fois soumise à une contrainte NBTI, ne suivra plus une loi normale. La Figure 5.4 compare la distribution des valeurs obtenues pour 280 transistors  $W=0.21\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$  après 0.01s et 0.1s de stress avec une loi normale et la Figure 5.5 compare les deux mêmes distributions avec une loi log normale.

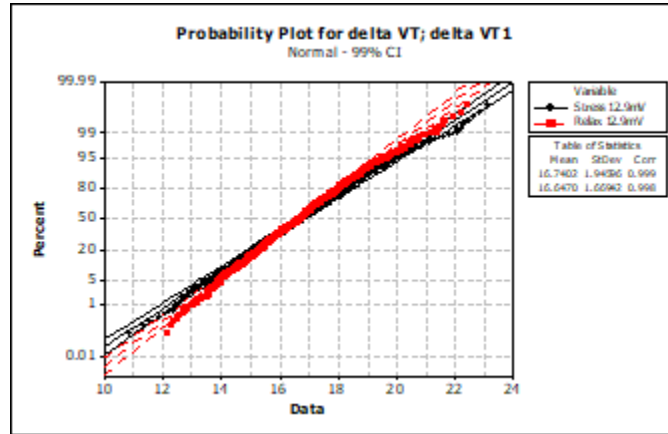


FIGURE 5.4 – Comparaison de la distribution de la dégradation (de transistor  $W=5\mu\text{m}$   $L=0.03\mu\text{m}$ ) pour un stress 0.06 s et une relaxation de 398 s à  $125^\circ\text{C}$  avec une loi normale. Les bandes de confiance sont calculées à 99% et dépendent de la statistique.

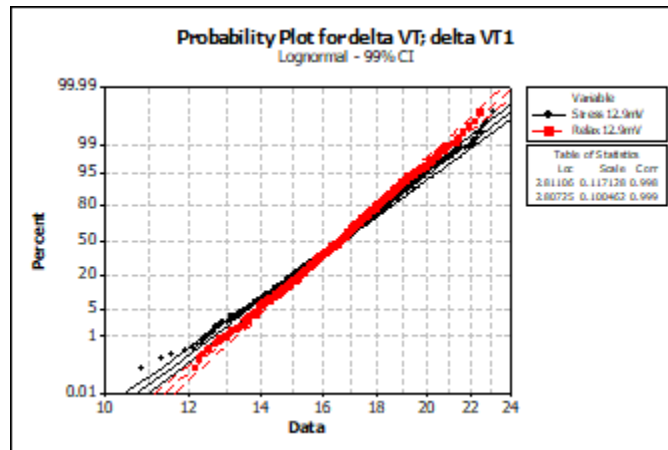


FIGURE 5.5 – Comparaison de la distribution de la dégradation (de transistor  $W=5\mu\text{m}$   $L=0.03\mu\text{m}$ ) pour un stress 0.06 s et d'une relaxation de 398 s à  $125^\circ\text{C}$  avec une loi lognormale. Les bandes de confiance sont calculées à 99% et dépendent de la statistique.

Nous constatons que les queues de distribution sont en dehors des bandes de confiances calculées à 99% de certitude, nous pouvons le constater sur la Figure 5.4 que pour la distribution cumulée de stress (courbe en noir) aux plus fortes dégradations mais aussi sur la distribution cumulée de relaxation (courbe en rouge) aux faibles dégradations. De plus si nous prenons en compte les bandes de confiances, nous pouvons voir que les bandes de confiances de la distribution cumulée de relaxation (respectivement de stress) ne couvrent pas la distributions cumulée de stress (respectivement de relaxation) sur les Figures 5.4 et 5.5. Nous observons que les distributions mesurées dévient de la distribution théorique et que cette déviation n'est pas comprise dans les barres d'incertitudes du modèle. Ce résultat étant reproductible pour différentes valeurs de stress comme présenté dans les Figures 5.4 et 5.5. De plus dans le cas de la loi normale, la littérature a évalué l'erreur que commet cette loi sur un large échantillon

statistique [14, 159]. Le DCM appliqué a des distributions de stress est présenté sur la Figure 5.6.

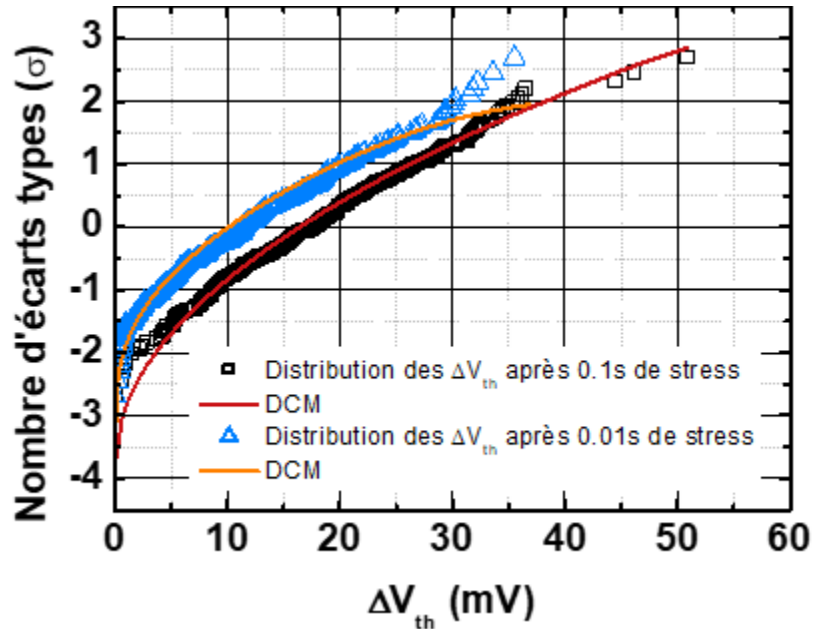


FIGURE 5.6 – Comparaison de la dégradation de transistor  $W=0.21\mu\text{m}$   $L=0.03\mu\text{m}$  après 0.01s et 0.1s de stress à  $125^\circ\text{C}$  sous contrainte NBTI avec une DCM.

### 5.3.2 La distribution du $\Delta V_{th}$ après une dégradation NBTI pour différentes largeurs de grille :

La largeur de grille a un impact important sur la variabilité, en effet réduire la largeur des transistors entraîne une diminution de la surface du transistor. Nous avons montré dans la section 4 du chapitre 4 que la réduction de la largeur de grille n'avait pas d'impact sur  $\Delta V_{th}$  pour des largeurs de grille  $W$  supérieur à  $0.1\mu\text{m}$  environ (pour les structures RVT et LVT). Nous allons ici étudier l'impact de la réduction de la largeur de grille sur la variabilité à l'aide du DCM et plus particulièrement en ce qui concerne le nombre de défauts mais aussi leur impact sur  $\Delta V_{th}$  (nous extrairons les valeurs de  $N_t$  et de  $\eta$  à l'aide des équations 5.16 et 5.17).

Du point de vue expérimental, nous appliquons un même stress DC à la même température sur des transistors ayant des  $W$  différents (les  $L$  étant identiques). Le détail de la statistique est fourni dans le Tableau 5.1

Largeur ( $\mu\text{m}$ )	Longueur ( $\mu\text{m}$ )	Nombre d'échantillons
5	0.03	1061
1	0.03	594
0.21	0.03	280
0.08	0.03	154

Tableau 5.1 : Détail de la statistique utilisé dans l'étude de la réduction de la largeur de grille sur le nombre de défauts.

La Figure 5.7 présente les distributions obtenues durant le stress pour ces quatre géométries.

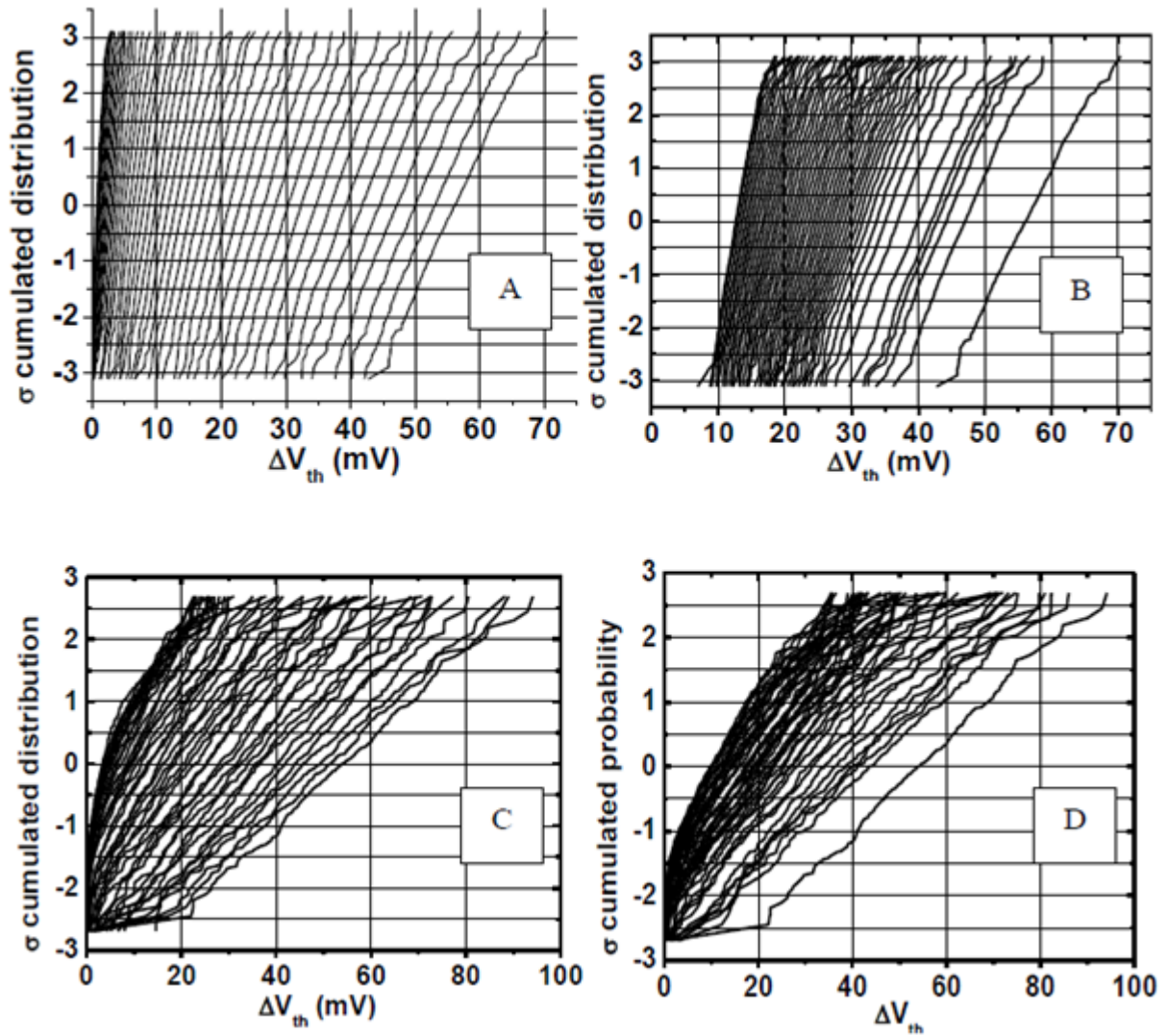


FIGURE 5.7 – Distributions obtenus pour 45 différents temps de stress et pour des géométries différentes. Le même stress DC à été appliqué a chaque courbes ( $125^{\circ}\text{C}$  et un même)  $V_{g_{stress}}$ ). La longueur de grille est identique pour les quatre structures  $L=0.03\mu\text{m}$ . (A)  $W=5\mu\text{m}$ . (B)  $W=1\mu\text{m}$ . (C)  $W=0.21\mu\text{m}$ . (D)  $W=0.08\mu\text{m}$ .

Comme nous l'avons vu dans le chapitre 4 section 4, la largeur de grille ne semble avoir d'impact que pour des largeurs de grille supérieures à  $0.1\mu\text{m}$ , de sorte que la dégradation moyenne ne varie pas pour des largeurs de grille plus grandes. En prenant une mesure à un temps de stress identique, pour des longueurs de  $0.21\mu\text{m}$ ,  $1\mu\text{m}$  et  $5\mu\text{m}$ , nous pourrons voir l'évolution du nombre de défauts mais aussi l'évolution de l'impact sur la dégradation. En ce qui concerne les transistors ayant une largeur de grille  $W=0.08\mu\text{m}$ , du fait de l'impact associé à "l'oxygen scavenging" (voir section 4 du chapitre 4), nous observons un décalage pour les transistors ayant une largeur de grille  $W=0.08\mu\text{m}$  de la dégradation pour des temps de stress identiques. Le nombre de défauts et leur impact sont représentés dans le Tableau 5.2.

Largeur ( $\mu\text{m}$ )	Longueur ( $\mu\text{m}$ )	Temps (s)	$\eta$ (mV)	Nt (nombre de défauts)
5	0.03	10	0.126	242
1	0.03	10	0.391	79
0.21	0.03	10	1.751	18
0.08	0.03	10	2.779	14

Tableau 5.2 : Évolution de la valeur de  $\eta$  pour un temps de stress identique pour les différentes surfaces de transistors mesurés.

Nous pouvons aussi observer que  $\eta$  (l'impact des pièges sur  $\Delta V_{th}$ ) présente une dépendance linéaire comme nous le montrons sur la Figure 5.8, ce qui est en accord avec le modèle en  $\frac{q}{WLC_{ox}}$ .

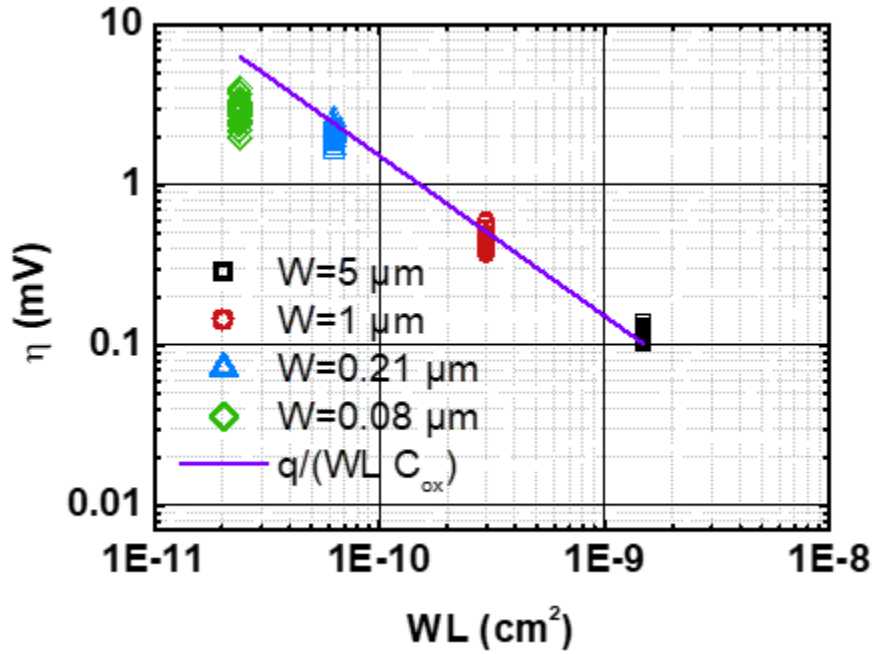


FIGURE 5.8 – Dépendance du paramètre  $\eta$  (l'impact de chaque piège sur la dégradation en mV) avec la surface des transistors pour L fixé (L=0.03  $\mu\text{m}$ ).

## 5.4 Les limites du DCM :

L'équation du DCM a été introduite dans l'équation 5.13 et c'est un modèle qui présuppose l'existence d'un type de défaut unique. Notons que ce modèle est généralement utilisé pour des petits transistors présentant un petit nombre de défauts. Nous pouvons aussi noter que ce modèle présente des limitations numériques pour les grands nombres de défauts. Enfin ce modèle nous oblige à nous demander quel est le nombre d'expériences minimum nécessaires pour s'assurer que les résultats obtenus présentent un résultat stable. Nous allons traiter toutes ces limitations dans cette sous-section.

### 5.4.1 Les limites numériques et ses conséquences :

L'équation de la CDF du DCM présente un certain nombre de problèmes liés aux limitations numériques des ordinateurs, ces problèmes sont mis en évidence sur la Figure 5.9.

Nombre de défauts à la puissance n (indice de la somme)

$$CDF(DVT, \eta) = \sum_{n=1}^{\infty} \left( \frac{e^{-N} N T^n}{n!} \left( 1 - \frac{\int_{DVT/\eta}^{\infty} (t^{n-1} e^{-t}) dt}{(n-1)!} \right) \right)$$

Indice de la somme qui tend vers l'infini

Fonction factorielle sur l'indice de la somme qui tend vers l'infini

FIGURE 5.9 – Mise en évidence des limitations numériques du modèle DCM.

Parmi ces limitations, il est possible de donner quelques exemples :

- La fonction factorielle entraîne un maximum de 171 cycles de sommation, en effet  $171! > 1.7 \cdot 10^{308}$ . Cette valeur étant la limite d'implémentation des nombres pour la quasi-totalité des processeurs/logiciels.

-Le terme  $Nt^n$  est un autre terme problématique, en effet en augmentant la taille des transistors, le nombre de défauts créés lors d'un stress augmente de plus en plus, ce faisant nous aurons besoin d'une valeur de n (indice de la somme) de plus en plus grande. A titre d'exemple, prenons un transistor avec 150 défauts, alors il nous sera impossible de calculer la somme pour un indice supérieur à 141. Puisque  $150^{142} > 1.7 \cdot 10^{308}$ .

La Figure 5.10 nous montre un exemple pour un transistor  $W=5 \mu\text{m}$   $L=0.03 \mu\text{m}$  ayant subi un stress DC à  $125^\circ\text{C}$  de 0.0025s et de 0.1s. Dans le cas où les transistors auront subi un stress de 0.0025s, les formules 5.16 et 5.17, donne le couple  $(Nt; \eta)$  suivant (74; 0.093). La valeur maximale de l'indice sera  $n=164$ . La Figure 5.10 nous montre que cette valeur de n est suffisante pour modéliser la distribution obtenue. En revanche dans le cas où les transistors MOS auront été stressés pendant 0.1s, les Formules 5.16 et 5.17 nous donne le couple  $(Nt=143; \eta=0.105)$ . La valeur maximale de n sera alors 142 et il est clair que ce n'est pas suffisant pour modéliser la distribution des  $\Delta V_{th}$  comme le montre clairement la Figure 5.10.

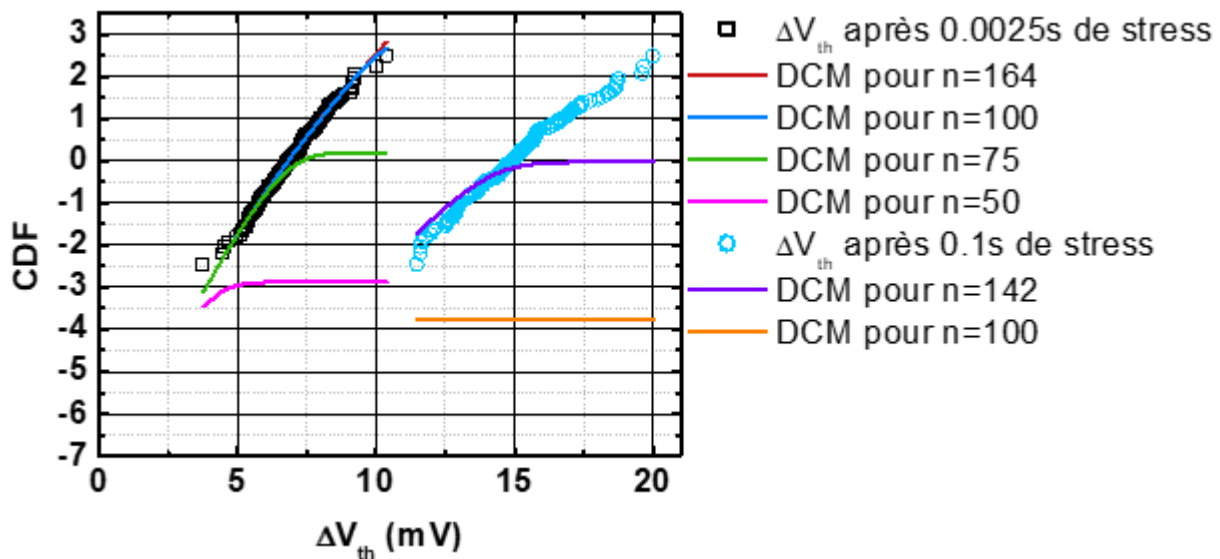


FIGURE 5.10 – Comparaison des distributions de  $\Delta V_{th}$  avec le modèle DCM en fonction de la valeur de l'indice de la sommation.

La Figure 5.10, présente l'impact du paramètre n dans le DCM et la nécessité d'avoir accès à des valeurs de n



de plus en plus grande avec l'augmentation de la dégradation. Or du fait des limitations numériques, nous voyons qu'il nous est impossible de travailler sur les grands MOS ou pour les fortes dégradations. De plus nous notons que la valeur de  $n$  à laquelle nous avons accès est dépendante du nombre de défauts  $Nt$ .

### 5.4.2 Réécriture du modèle :

Les limitations numériques imputables aux ordinateurs, nous montrent que le modèle DCM ne s'utilise que dans des cas particuliers (petits transistors et faible dégradation). Ce point est important car la majorité des publications sur le DCM porte sur des transistors nanométriques ayant un petit nombre de défauts [160, 161, 162, 163, 164, 165, 166]. Nous avons donc cherché à réécrire ce modèle afin de repousser cette limitation et pouvoir utiliser ce modèle dans un plus grand nombre de cas, et plus particulièrement sur nos transistors MOS ayant un  $W=5\mu\text{m}$ . Nous avons obtenu la formule suivante donnée dans l'équation 5.18 et qui nous permet de repousser les limitations numériques. Le détail du calcul est développé dans l'Annexe 6.

$$CDF_{DCM}(\Delta V_{th}, \eta, Nt) = \exp(-Nt) + \sum_{n=1}^m \left[ \exp(-Nt) \prod_{j=1}^n \left( \frac{Nt}{j} \right) \left[ 1 - \left( \frac{\prod_{k=1}^n \frac{k1}{k}}{\frac{k1}{n}} \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{k2} \left( \frac{t}{450} \right)^{n-1} \exp(-t) dt \right) \right] \right] \quad (5.18)$$

Nous proposons un exemple de valeur où  $m=800$ ,  $k1=450$  et  $k2=1000$ . Ces valeurs sont ajustables afin de pousser la précision pour les petites valeurs tout comme de repousser les limites du nombre de défauts.

L'équation nous permet de repousser la valeur de  $n$  à des valeurs plus importantes et nous permet notamment d'appliquer le DCM sur nos distributions de  $\Delta V_{th}$ .

Nous présentons dans la Figure 5.11 un exemple d'application de l'équation 5.18 pour une distribution de  $\Delta V_{th}$  de moyenne 56 mV. Cette dégradation implique un grand nombre de défauts puisque le couple obtenu est ( $Nt=396$ ;  $\eta=0.141$ ). De plus la comparaison entre le modèle classique et cette nouvelle formulation est montrée un peu plus loin sur la Figure 5.13, sur un cas calculable pour l'équation classique du DCM.

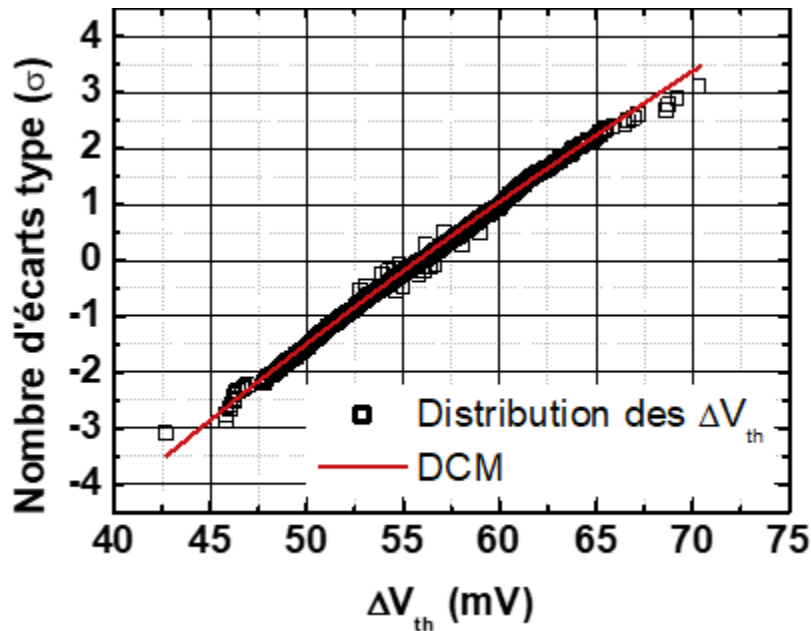


FIGURE 5.11 – Distribution des  $\Delta V_{th}$  obtenues pour un stress de 1000s à 125°C pour 1061 transistors. La courbe en rouge est la courbe du DCM obtenue par l'équation 5.18.

### 5.4.3 Simulation par tirage aléatoire dite "Monte-Carlo" :

La solution de la section précédente nous permet de repousser la limite numérique concernant  $n$ . Celle-ci nécessite des temps de calculs plus longs mais elle nous permet d'utiliser le DCM sur l'ensemble des mesures que nous avons faites. Toutefois cette nouvelle formulation du modèle présentera elle-aussi des limitations à cause des limites numériques des ordinateurs. Il nous sera difficile de passer la barre des 800-900 défauts avec la réécriture.

Le tirage Monte-Carlo [168] est un type d'algorithme permettant d'obtenir une valeur numérique approchée à l'aide de principes probabilistes. Le tirage Monte-Carlo est utilisé en physique pour générer des tirages à partir d'une distribution de probabilité. Du fait des hypothèses physiques concernant le DCM, l'utilisation du tirage Monte-Carlo est tout à fait appropriée puisque celui-ci repose sur les convolutions de lois statistiques (Loi de Poisson et loi exponentielle). Le tirage Monte-Carlo, nous offre la possibilité de confirmer les résultats numériques que nous avons obtenus mais aussi de simuler des dégradations et d'obtenir le nombre minimal d'expériences nécessaires à faire pour obtenir un résultat probant.

La Figure 12 propose l'algorithme utilisé pour le tirage Monte-Carlo.

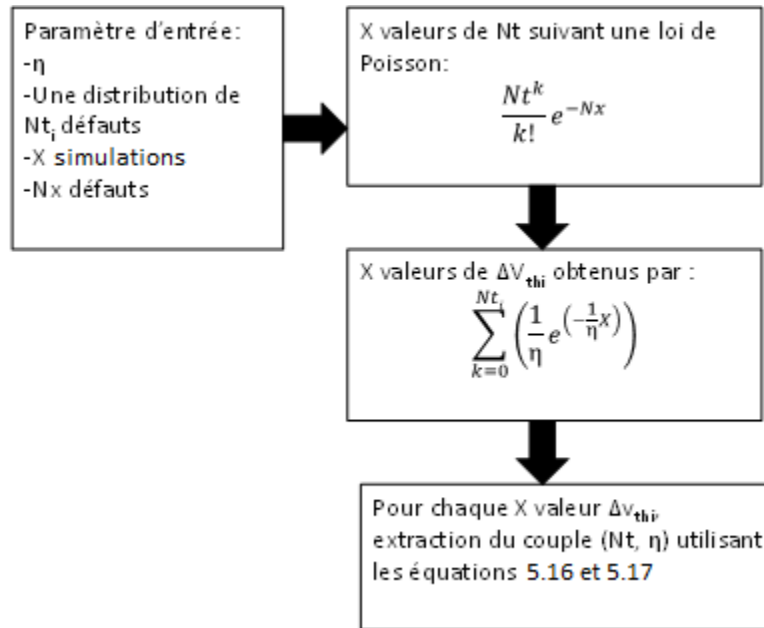


FIGURE 5.12 – Algorithme de la simulation Monte-Carlo permettant l'extraction de  $Nt$  et  $\eta$ .

Précisons que nous utilisons un générateur aléatoire tirant des valeurs suivant une loi de Poisson et un générateur aléatoire suivant une loi exponentielle.

#### 5.4.3.1 Vérification des résultats :

Nous pouvons comparer les résultats donnés par les équations 5.13 et 5.18 sur un exemple pratique tracé sur la Figure 5.13, où nous prendrons alors plus de 1000 transistors MOS mesurés individuellement (environs 9 mV sur des transistors  $W=5 \mu m$  et  $L=0.03 \mu m$ ). Tandis que sur la Figure 5.14, nous confronterons la distribution mesurée sur plus de 1000 transistor MOS avec plusieurs tirages Monte-Carlo pour une statistique équivalente. Nous travaillerons pour cet exemple sur une distribution présentant une plus forte dégradation (environ 56 mV sur des transistors  $W=5 \mu m$  et  $L=0.03 \mu m$ ).

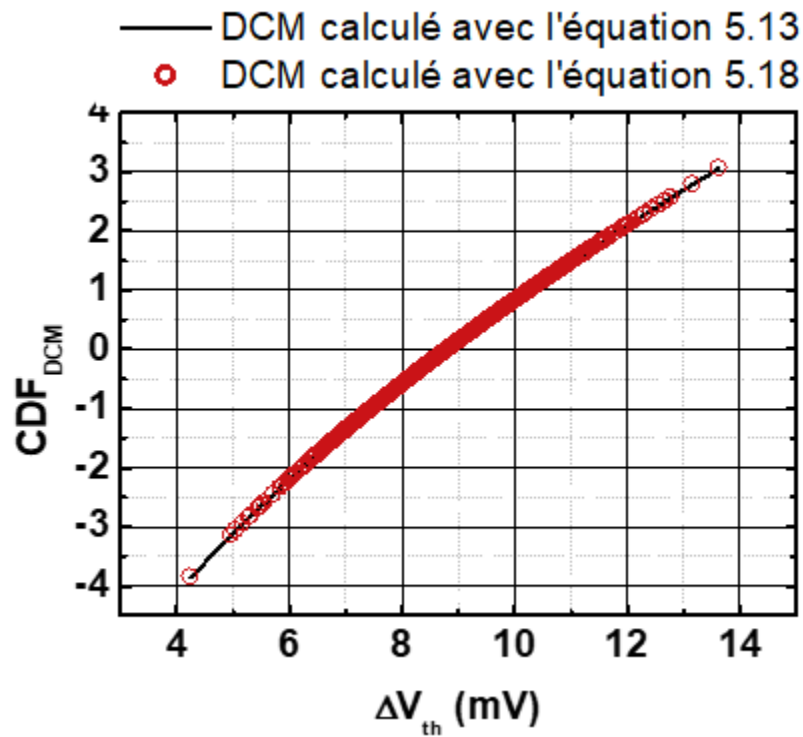


FIGURE 5.13 – Comparaison des résultats obtenus avec l'équation issue de la littérature 5.13 et avec l'équation équivalente que nous avons introduite dans l'équation 5.18. La distribution de  $\Delta V_{th}$  est obtenue pour un stress DC de 0.01s à 125°C.

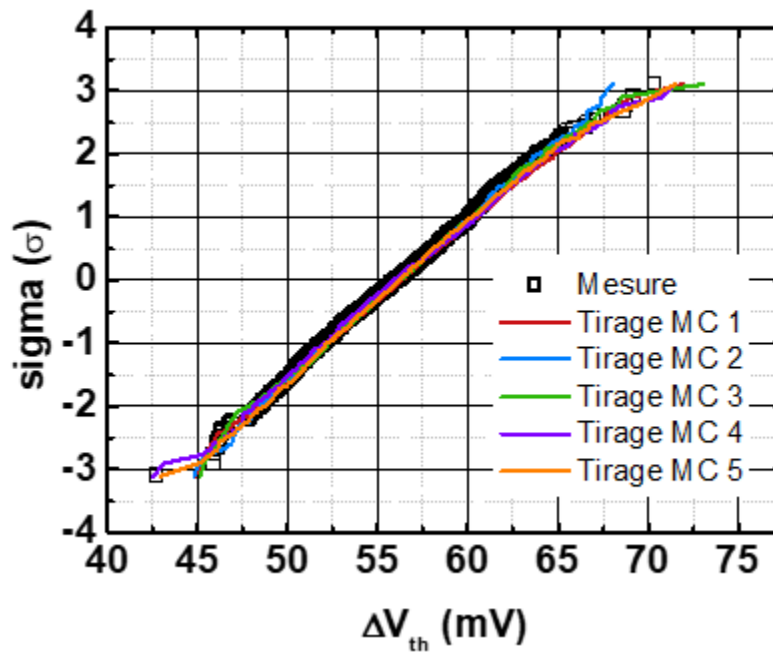


FIGURE 5.14 – Comparaison des distributions de  $\Delta V_{th}$  obtenues par la mesure et par tirage Monte-Carlo en se servant des hypothèses statistique du DCM. La distribution de  $\Delta V_{th}$  est obtenue pour un stress DC de 1000s à 125°C.

La Figure 5.13, nous montre que nous sommes capables de générer via des tirages Monte-Carlo des distributions de  $\Delta V_{th}$ . Les tirages reposent sur l'utilisation du DCM et donc des lois statistiques sur lesquelles le DCM repose. Nous comparons sur la Figure 5.14 une distribution de  $\Delta V_{th}$  mesurée après 1000s de stress à 125°C pour une tension donnée avec cinq tirages Monte-Carlo de statistique équivalente. Nous observons que les tirages Monte-Carlo reproduisent parfaitement la mesure. Nous pouvons remarquer que cette distribution a été évaluée avec le modèle réécrit donné dans l'équation 5.18 sur la Figure 5.11.

#### 5.4.3.2 Prédiction du nombre d'expérience minimum :

Les tirages Monte-Carlo, nous permettent de simuler des distributions de  $\Delta V_{th}$  pour un nombre de transistors très supérieur aux possibilités expérimentales. Nous avons vu que nous sommes capable de reproduire fidèlement les mesures expérimentales. Reprenant un résultat précédemment démontré, la largeur de grille a un impact sur la dégradation (pour des  $W < 0.1 \mu\text{m}$ ) mais aussi sur la variabilité. A l'aide des tirages Monte-Carlo, nous pouvons avoir une estimation du nombre de transistors qu'il sera nécessaire de tester afin de pouvoir extraire des valeurs stables de  $N_t$  et  $\eta$ .

Pour cela, nous devons extraire la valeur de sigma en fonction du nombre de dispositifs simulés. Nous générons donc des distributions de  $\Delta V_{th}$  pour un couple ( $N_t=394, \eta=0.141$ ) correspondant aux mesures faites sur des transistors de géométrie  $W=5\mu\text{m}$  et  $L=0.03\mu\text{m}$ .

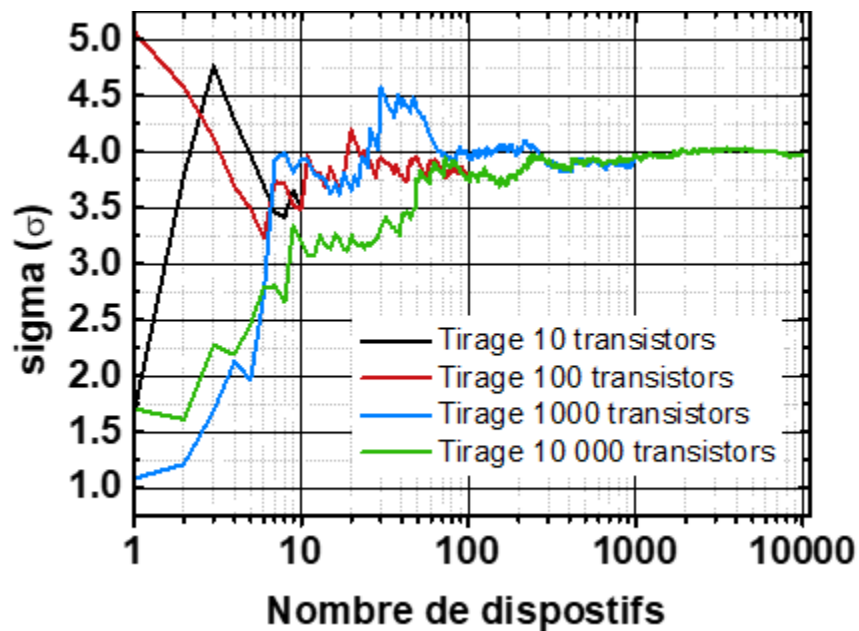


FIGURE 5.15 – Extraction du sigma en fonction du nombre de transistors à l'aide de tirages Monte-Carlo sur les distributions de  $\Delta V_{th}$ .

Nous pourrions alors simuler le nombre de transistors à tester en fonction de la variabilité prédite par les tirages Monte-Carlo afin d'assurer que les valeurs du couple ( $N_t, \eta$ ) sont justes. Nous pouvons aussi en conclure qu'il faudra au minimum cent échantillons pour limiter les risques d'erreur sur les valeurs de  $N_t$  et de  $\eta$ .

#### 5.4.4 La limite du petit nombre de défauts

Comme nous l'avons fait remarquer précédemment le domaine d'utilisation du DCM est limité par des problèmes numériques liées aux ordinateurs, de sorte que l'essentiel des publications qui traitent du DCM repose sur un travail

sur des faibles dégradations ou bien sur des transistors de taille nanométrique ou bien encore en travaillant sur les aspects RTN de ces transistors. Il a été montré par ailleurs que les défauts responsables du RTN ("Random telegraphic Noise") étaient aussi responsables en partie des aspects de la contrainte NBTI [41, 169, 170, 171, 172]. Cependant l'utilisation de la formule du DCM définie par B.Kaczer sous la forme de l'équation 5.13 [153, 171] présente certaines limitations en ce qui concerne les petits nombres de défauts (<10 défauts). En effet, si nous reprenons les hypothèses sur lesquelles reposent l'équation 5.13, nous pouvons à l'aide des tirages Monte-Carlo générer une distribution de  $\Delta V_{th}$  pour un petit nombre de défauts et pour un grand nombre de transistors. Dans ce but nous générons à l'aide des lois statistiques sur lesquelles repose le DCM, des tirages Monte-Carlo engendrant une distribution de 10 000 valeurs de  $\Delta V_{th}$  à partir du couple ( $Nt=3, \eta=0.5$ ), prenant pour cela 10 000 valeurs de  $Nt$  différentes. Les tirages Monte-Carlo conservent les mêmes hypothèses que le DCM, notamment le fait que nous excluons des distributions générées la possibilité d'avoir des transistors non dégradés ( $\Delta V_{th} = 0$ ). Puis à l'aide des formules 5.17 et 5.18, nous extrayons pour chaque distribution des 10 000  $\Delta V_{th}$  le couple ( $Nt, \eta$ ) correspondant. Nous générons donc 10 000 distributions de 10 000  $\Delta V_{th}$ .

La Figure 5.16 montre l'évolution du nombre de défauts  $Nt$  en fonction de la dégradation. Les valeurs de  $Nt$  présentent une saturation lorsque le nombre de défauts tend vers deux. De plus la Figure 5.17, présente les valeurs de  $\eta$  obtenues, nous permettant d'observer que les dégradations les plus faibles présentent une valeur relativement éloignée de la valeur de  $\eta$  qui a permis de générer les distributions de  $\Delta V_{th}$ . La valeur de  $\eta$  varie d'un facteur 2 pour les dégradations les plus faibles. Celle-ci est maximale pour des dégradations inférieures à 10mV, or les dégradations observées dans la littérature sont généralement supérieures à 10 mV, ce qui explique que cette erreur ne soit pas facile à détecter.

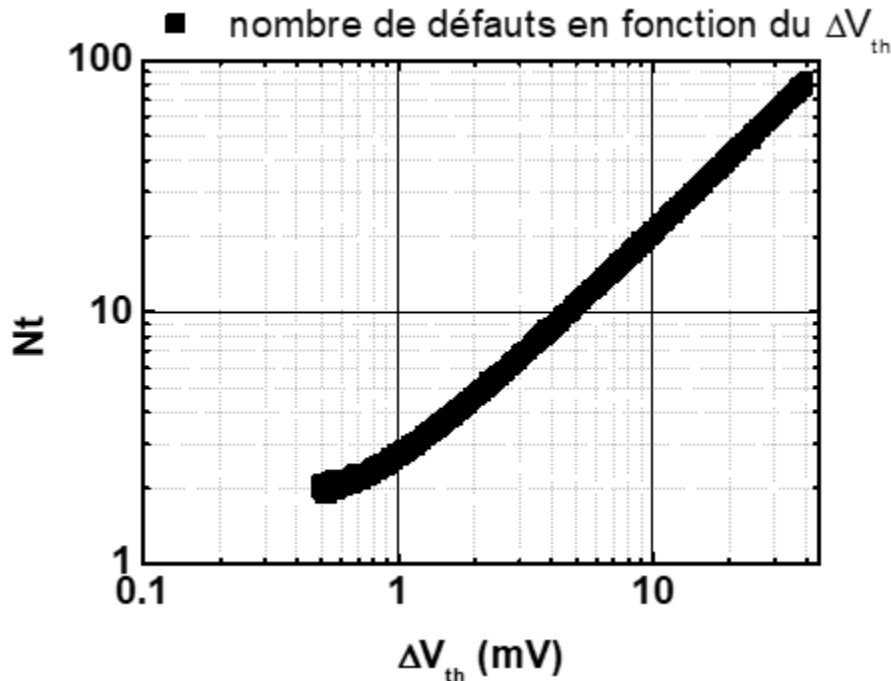


FIGURE 5.16 – Évolution du nombre de défauts en fonction des valeurs de  $\Delta V_{th}$  (mV) générées par tirage Monte-Carlo à partir des lois statistiques et des hypothèses sur lesquelles repose le DCM pour un couple ( $Nt=3, \eta=0.5$ ).

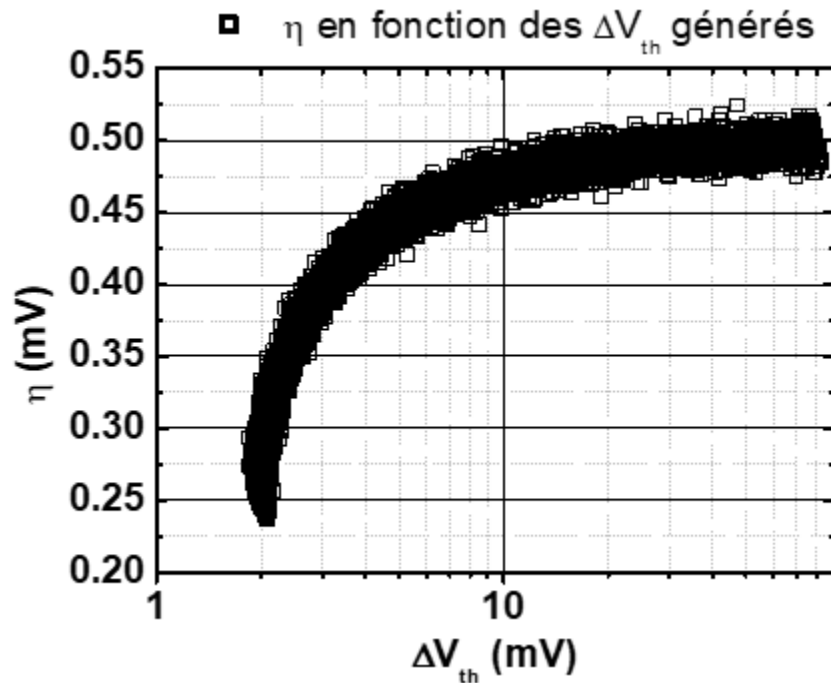


FIGURE 5.17 – Évolution de l'impact des défauts en fonction des valeurs de  $\Delta V_{th}$  (mV) générées par tirage Monte-Carlo à partir des lois statistiques et des hypothèses sur lesquelles repose le DCM pour un couple ( $N_t=3$ ,  $\eta=0.5$ ).

Ayant généré à l'aide de simulations Monte-Carlo 100 000  $\Delta V_{th}$  à l'aide des lois statistique du DCM et des tirages Monte-Carlo pour un couple ( $N_t=3$ ,  $\eta=0.5$ ), nous pouvons calculer la CDF du DCM à l'aide de l'équation 5.13. Nous trouvons alors que la PDF ("Probability Density Function" n'est pas normalisée à 1 comme démontré dans la Figure 5.18.

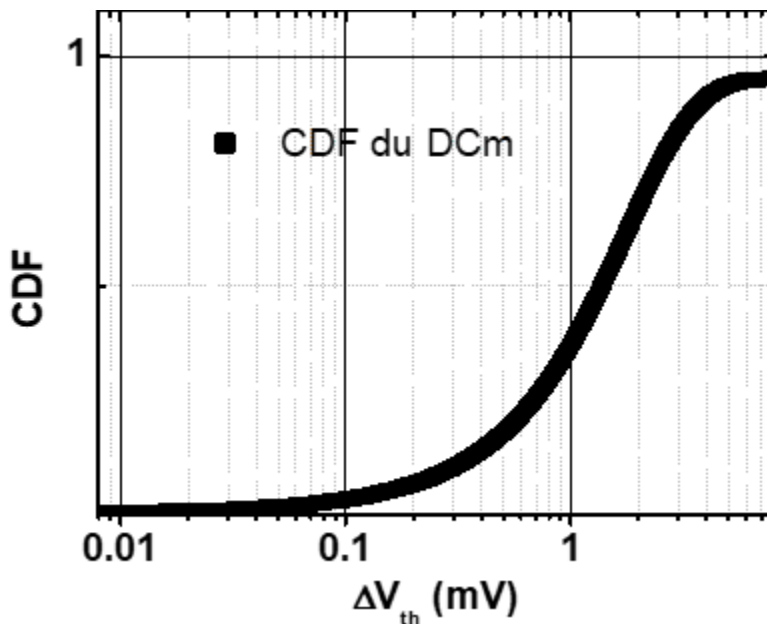


FIGURE 5.18 – Étude de la CDF du DCM pour une distribution de 100 000 valeurs de  $\Delta V_{th}$  (mV) générées par tirage Monte-Carlo pour un couple originel ( $N_t=3$ ,  $\eta=0.5$ ).

Plus récemment, A.Subirats s'est aperçu du problème [122] et B.Kaczer a proposé une correction de l'équation de la CDF du DCM [173] afin de prendre en compte cet aspect. L'équation 5.19 nous donne la nouvelle PDF et l'équation 5.20 la nouvelle CDF proposée par Kaczer [173] :

$$PDF_{DCM}(\Delta V_{th} = \exp(-Nt) \left[ \delta(\Delta V_{th}) + \frac{N}{\eta} \exp\left(-\frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right) \mathcal{F}_1\left(2; N \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right) \right]) \quad (5.19)$$

$$CDF_{DCM}(\Delta V_{th} = \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{\exp(-Nt) N^n}{n!} \left( 1 - \frac{\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{(n-1)!} \right) \quad (5.20)$$

Cependant l'équation 5.20 est incorrecte car la fonction gamma incomplète n'est pas définie en 0, et ce n'est pas la CDF correspondant à la PDF de l'équation 5.20. La CDF peut s'obtenir en intégrant la PDF de l'équation 5.19 ce qui donne l'équation 5.21.

$$CDF_{DCM}(\Delta V_{th} = \exp(-Nt) + \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\exp(-Nt) N^n}{n!} \left( 1 - \frac{\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{(n-1)!} \right) \quad (5.21)$$

De plus, ce changement de la CDF n'impacte en aucune manière les équations 5.16 et 5.17. En effet les deux premiers moments (la moyenne et la variance) se calculent à partir de la PDF. Or A.Subirats qui a proposé la PDF définie dans l'équation 5.19 a montré dans l'annexe de son manuscrit de thèse [122], qu'en partant de cette nouvelle PDF, les deux premiers moments suivent les équation 5.16 et 5.17. La Figure 19, nous permet de nous assurer que la correction de la CDF donnée dans l'équation 5.21 est bien normalisée à 1 dans les mêmes conditions de stress. De plus il est à noter que l'équation réécrite donné dans l'équation 5.18 était déjà normalisée.

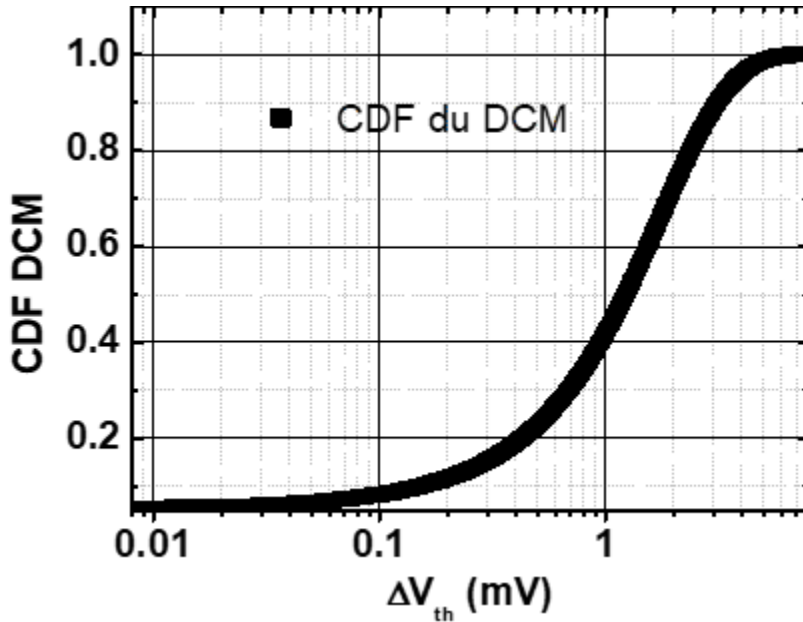


FIGURE 5.19 – Étude de la CDF du DCM pour une distribution de 100 000 valeurs de  $\Delta V_{th}$  (mV) générées par tirage Monte-Carlo pour un couple originel ( $Nt=3$ ,  $\eta=0.5$ ) à l'aide de l'équation normalisée 5.21.

De même, relançant les tirages Monte-Carlo avec le DCM corrigé, nous pouvons observer l'évolution de  $Nt$  et de  $\eta$  en fonction de  $\Delta V_{th}$  sur les Figures 5.20 et 5.21 comme nous l'avons fait pour les Figures 5.17 et 5.18.

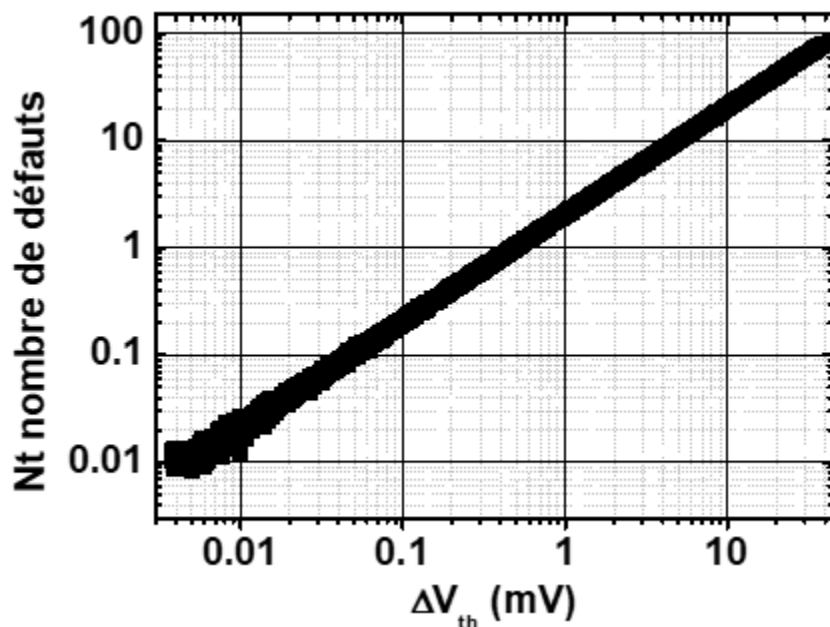


FIGURE 5.20 – Evolution du nombre de défauts en fonction des valeurs de  $\Delta V_{th}$  (mV) générées par tirage Monte-Carlo à partir des lois statistiques et des hypothèses sur lesquelles repose le DCM pour un couple ( $Nt=3, \eta=0.5$ ). Nous utilisons des lois permettant d'avoir un DCM normalisé et dont l'équation est formulée dans l'équation 5.21.

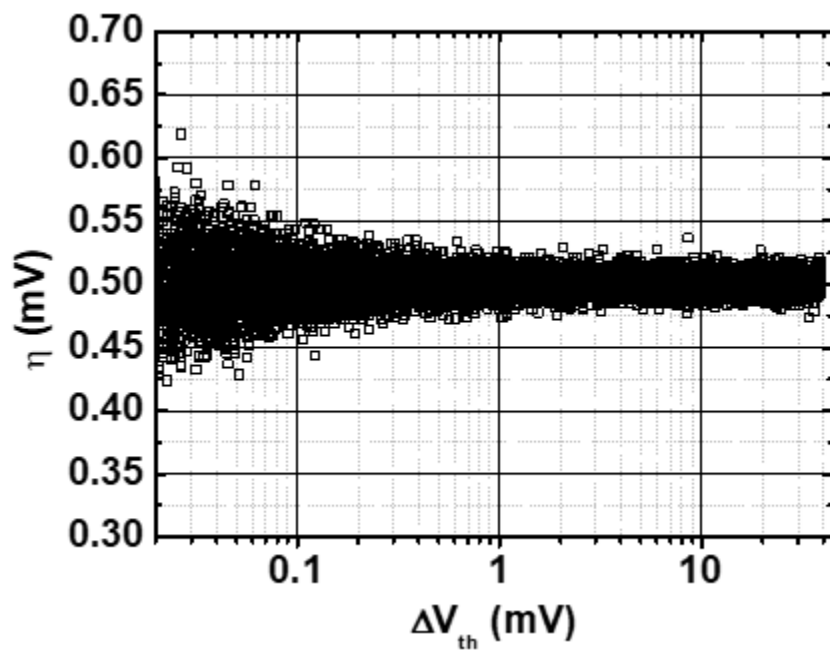


FIGURE 5.21 – Evolution de l'impact des défauts en fonction des valeurs de  $\Delta V_{th}$  (mV) généré par tirage Monte-Carlo à partir des lois statistiques et des hypothèses sur lesquelles repose le DCM pour un couple ( $Nt=3, \eta=0.5$ ). Nous utilisons des lois permettant d'avoir un DCM normalisé et dont l'équation est formulée dans l'équation 5.21.



Nous observons que l'évolution du nombre de défauts avec  $\Delta V_{th}$  ne présente plus de saturation, tandis que les valeurs de  $\eta$  restent proches de la valeur fixée dans le paramètre d'entrée.

Cette normalisation prend en compte le fait qu'il est possible d'obtenir des transistors non dégradés dans les tirages. Il nous semble important de mentionner cela afin que la communauté scientifique soit en mesure de travailler avec des outils les plus robustes possibles et de savoir qu'il y a un risque possible d'erreur. De plus il faut considérer que l'application du DCM à des transistors de petite taille (du type nanométrique) puisse poser certains problèmes, notamment en ce qui concerne l'étude de la fiabilité des transistors des SRAM dans les noeuds les plus avancés, car ceux-ci sont matricés (afin de limiter les effets de variabilité et de niveau de courant). Il sera alors possible d'avoir un ou deux défauts pour 200 transistors.

#### 5.4.5 Le DCM appliqué à un cas pratique :

Reprenant à présent les équations normalisées, nous sommes en mesure de les appliquer à des cas concrets. Appliquant alors le modèle DCM au stress comme à la relaxation, nous allons pouvoir analyser ce que prédit le modèle. De plus travaillant à dégradation moyenne identique sur le stress et la relaxation, nous montrerons une incohérence du modèle DCM. Puis nous appliquerons le DCM à des données en température.

#### 5.4.6 Analyse de la variabilité de $\Delta V_{th}$ au cours du stress :

Dans un premier temps, nous allons présenter les distributions cumulées que nous avons obtenues pour chaque temps de stress où nous avons caractérisé la dégradation de l'ensemble de nos transistors MOS (chaque transistor a été mesuré indépendamment).

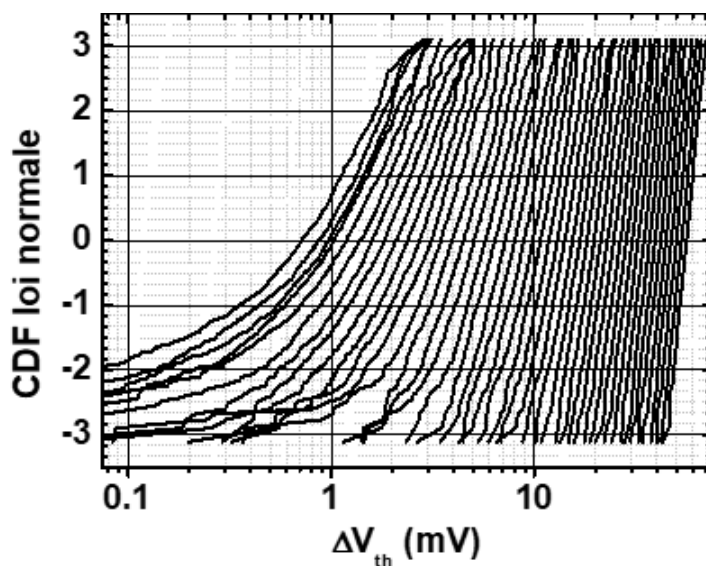


FIGURE 5.22 – Distribution cumulée pour un ensemble de 1061 transistors pour des temps de stress différents.

La Figure 5.22 montre que pour les temps les plus courts et les dégradations les plus faibles, il y a une incurvation qui nous prouve que nous ne suivons pas une loi normale, plus la dégradation va augmenter et plus nous tendrons vers une loi lognormale et il faudra alors un très grand nombre de transistors pour montrer que nous différons de la loi lognormale.

De la même manière que pour le stress, nous pouvons observer sur la Figure 5.23, les distributions cumulées que nous avons obtenues pour chaque temps de relaxation où nous avons fait une caractérisation sur chacun de nos

transistors (la condition de stress précédant la relaxation est identique pour chaque transistor : même temps de stress, même tension et même température). La relaxation est faite pour une même température et mesurée à des temps identiques pour un  $V_{g_{relaxation}}$  commun pour tous les transistors.

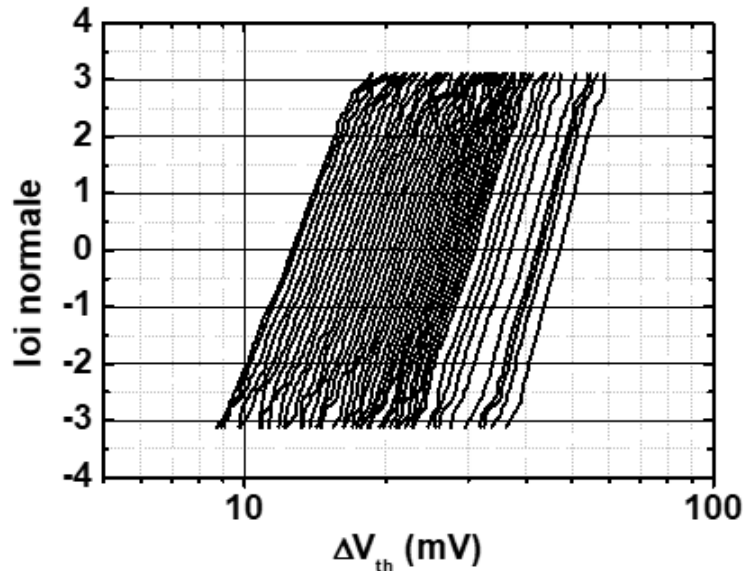


FIGURE 5.23 – Distribution cumulée pour un ensemble de 1061 transistors pour des temps de relaxation différents. Relaxation faite à  $125^{\circ}\text{C}$  et  $V_{g_{relaxation}}=0.6\text{V}$  à la suite du stress fait à  $125^{\circ}\text{C}$  pour  $V_{g_{stress}}$  donné pendant 1000s et dont les courbes se trouvent sur la Figure 5.22.

Nous avons alors cherché à comparer des distributions cumulées de stress et de relaxation ayant une même dégradation moyenne.

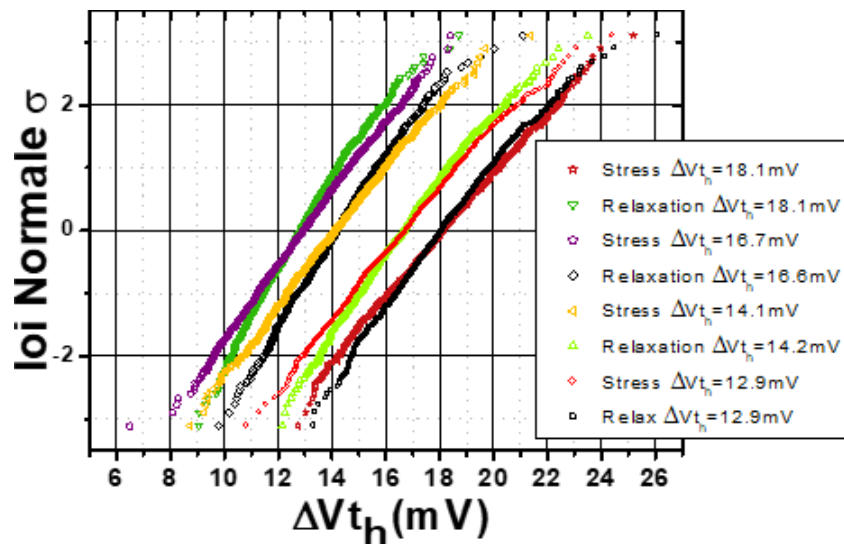


FIGURE 5.24 – Distributions cumulées de  $\Delta V_{th}$  pour différents temps de stress et de relaxation après un stress DC à  $125^{\circ}\text{C}$ . La relaxation est faite à  $125^{\circ}\text{C}$  pour  $V_{g_{relaxation}}=0.6\text{V}$ . Pour chaque distributions cumulées de  $\Delta V_{th}$  de stress, nous trouvons une distributions cumulées de  $\Delta V_{th}$  de relaxation ayant un  $\Delta V_{th}$  médian identique.

La Figure 5.24, présente quatre couples de distributions (stress et relaxation) ayant des dégradations aussi

proches que possible. Nous pouvons voir que ces distributions ne semblent pas se confondre. Nous avons cherché à savoir si la différence de ces courbes était dans la marge d'erreur. Sachant que la distribution DCM tend vers une loi normale, nous avons pu calculer les intervalles de confiance à 99% d'une loi normale à l'aide d'un logiciel (Minitab 15).

Nous avons choisi pour une application pratique un stress et une relaxation de valeur moyenne identique ( $\sim 16.6$  mV), nous traçons alors sur la Figure 5.25, les intervalles de confiance d'une loi de distribution normale avec un indice de confiance à 99%. Les mesures représentent des distributions cumulées faites sur 1061 transistors différents et mesurées indépendamment.

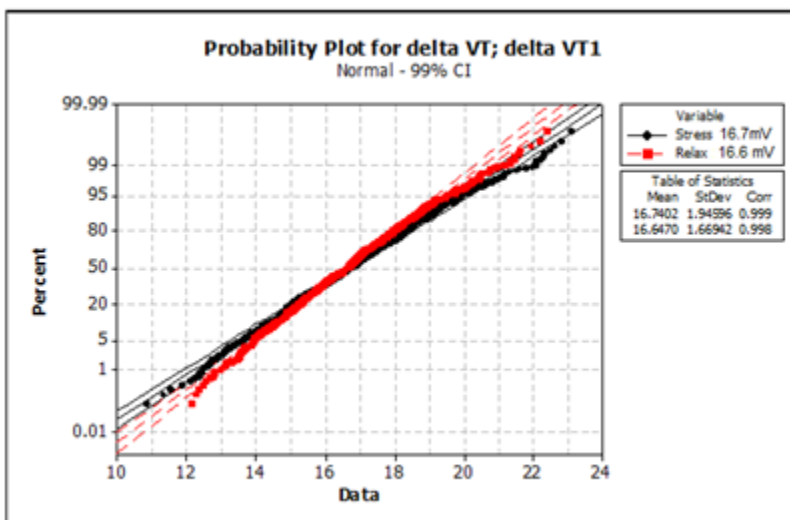


FIGURE 5.25 – Distributions cumulées d'une courbe de stress et d'une courbe de relaxation de même dégradation moyenne. Les bandes de confiance sont tracées pour un indice de confiance de 99% suivant une loi normale.

La Figure 5.25 nous montre que le stress et la relaxation ne présentent pas la même distribution cumulée pour une valeur de dégradation moyenne identique. La courbe de stress est différente de la courbe de relaxation au point de ne pas être dans les bandes de confiance de la courbe de relaxation (respectivement pour la courbe de stress). De plus, la Figure 5.25, nous révèle que nos distributions cumulées ne suivent pas une loi normale (nous avons suffisamment de statistique dans ce cas pour le mettre en évidence). En effet nous voyons que nos distributions ne suivent pas une loi normale puisque les queues de distribution sont en dehors des bandes de confiance d'une loi normale tracée pour un indice de confiance de 99%. Ce résultat est vrai pour le stress comme pour la relaxation.

#### 5.4.7 Incohérences :

La section précédente (5.4.6), a bien montré que la variabilité des courbes de stress comme de relaxation ne suivent pas une loi normale, nous pourrions donc appliquer le modèle DCM à ces courbes. Cependant, afin d'éprouver le modèle DCM, nous l'avons appliqué sur des distributions cumulées de stress et de relaxation ayant des dégradations moyennes identiques. De plus les courbes obtenues sont suffisamment différentes pour ne pas être dans les bandes de confiance l'une de l'autre. Nous avons alors extrait les valeurs de  $N_t$  et de  $\eta$ . Le Tableau 5.3, donne les résultats que nous avons obtenus lorsque nous avons appliqué les équations 5.16 et 5.17 aux distributions de stress et de relaxation dont les dégradations moyennes étaient de 12.9mV et 19.6mV.

$\Delta V_{th}=12.9$ mV	Stress	Relaxation	$\Delta V_{th}=19.6$ mV	Stress	Relax
$\eta$	0.112	0.075	$\eta$	0.113	0.093
$N_t$	114.8	170.9	$N_t$	172.6	212.2

Tableau 5.3 : Résultats donnés par les équations 5.16 et 5.17 pour les deux cas suivant :  $\Delta V_{th}=12.9\text{mV}$  = à gauche et  $\Delta V_{th}=19.6\text{mV}$  à droite pour les distribution de stress et de relaxation.

Les résultats obtenus pour les distributions de stress et de relaxation ayant  $\Delta V_{th}$  (identique) et qui ont été résumé dans le Tableau 5.3, présentent une différence. En effet l'application du DCM sur ces deux cas nous montre que le nombre de défauts est plus important pour la relaxation que pour le stress pour une même dégradation.

Ce résultat est surprenant puisqu'il implique que la relaxation présente un nombre de défauts plus importants que la phase de stress à même dégradation. De plus les défauts créés lors du stress semblent avoir plus d'impact que les défauts de la relaxation. A la suite de la publication de nos résultats [174, 175], il est à mentionner que ce point a été l'objet d'une étude dans la littérature par P. Weckx et B. Kaczer [176]. Ils trouvent un résultat opposé au notre puisque les valeurs de  $\eta$  semblent être plus fortes pour la relaxation que pour le stress. De plus ils observent que le temps de relaxation a un impact sur la valeur de  $\eta$  lors de la relaxation. En effet ils montrent que la mesure de la variabilité est impactée par le temps de relaxation du fait que plus longtemps ils attendent et plus il est probable d'avoir des événements RTN. Ce résultat est très intéressant mais il s'applique essentiellement aux transistors de tailles réduites sur lesquels la contribution RTN est importante. Nous travaillons sur des transistors MOS ayant un  $W=5\mu\text{m}$ . De plus nous avons un grand nombre de défauts, de sorte que la contribution RTN est négligeable. Nous pensons que la raison de cette incohérence vient du fait que le DCM est un modèle n'assumant la présence que d'un seul type de défauts. Or d'après l'étude que nous avons faite dans le chapitre 3, lors de l'élaboration du modèle de relaxation, nous avons mis en évidence la présence de deux dynamiques de relaxation (l'un dite "rapide" et l'autre dite "lente"). Nous allons alors étudier l'hypothèse qu'il y ait deux défauts dans la relaxation. Le modèle n'étant basé que sur un seul défaut, nous n'obtenons alors sur la relaxation qu'une réponse moyenne et fautive en ce qui concerne le nombre de défauts comme leur impact.

## 5.5 Le "Dual Defect Centric Model" (DDCM) :

### 5.5.1 Hypothèses sur la relaxation :

Considérant les résultats que nous avons obtenus sur la relaxation du NBTI dans le chapitre 3 et la mise en évidence de deux composantes, il est possible qu'il y ait deux types de pièges différents relaxant de manières différentes. L'autre hypothèse considérant un seul défaut peut toutefois être considérée, si celui-ci peut être piégé dans la couche d'interface comme en profondeur dans le high- $\kappa$  entraînant la double dynamique observée lors de la relaxation.

Quoiqu'il en soit nous avons alors besoin de décorrélater la réponse rapide de la contribution de la réponse lente.

### 5.5.2 Étude des composantes lente et rapide :

Nous allons présenter un moyen d'extraire chaque composante afin de pouvoir appliquer sur les distributions cumulées obtenues, un modèle DCM pour estimer la contribution de chacune des composantes sur la dégradation totale. Reprenant les mesures faites à  $125^\circ\text{C}$  sur une statistique de 1061 transistors et en utilisant le modèle développé dans le chapitre 3 (équation 3.4), nous effectuons une régression linéaire (dans une représentation logarithme) sur la composante dite "lente" et ayant une réponse de type logarithmique sur chacune des 1061 courbes. Nous extrayons alors de la courbe de dégradation de la relaxation, la composante rapide. Un exemple de cette décomposition a été faite sur la Figure 3.9 du chapitre 3. Appliquant à nouveau une régression linéaire sur la composante rapide (dans une représentation logarithme), nous aurons alors pour chaque transistor la possibilité de recalculer pour un temps donné la contribution de chaque composante, la dégradation totale étant la somme de ces deux composantes. Prenant un temps de  $10^{-6}\text{s}$ , et ayant recalculé pour chaque transistor la contribution exponentielle et la composante

logarithmique pour ce temps, nous obtenons les distributions cumulées de ces deux composantes. La Figure 5.26 présente la comparaison entre la distribution mesurée à  $10^{-6}$ s et la distribution reconstruite par la sommation des deux composantes issues du modèle.

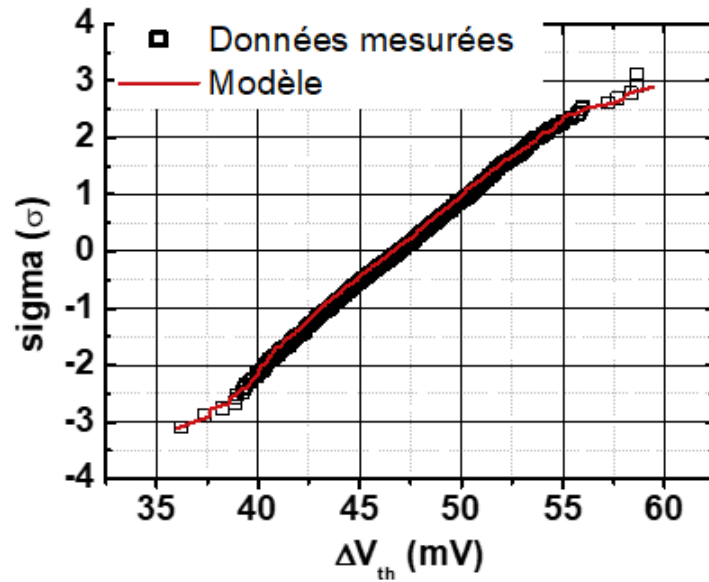


FIGURE 5.26 – Comparaison des distributions mesurées et modèle pour une relaxation de  $10^{-6}$ s.

Nous faisons ici l’hypothèse que ces deux composantes sont indépendantes. Il est possible de représenter les trois distributions sur la même figure (distribution de la composantes lente, distribution de la composante rapide et distribution de la dégradation totale). Voir Figure 5.27.

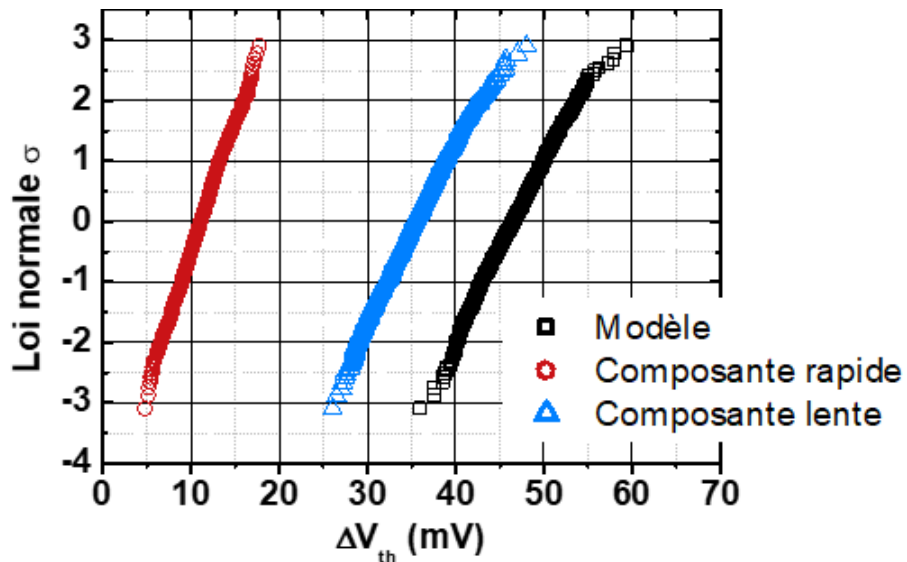


FIGURE 5.27 – Distribution des composantes lentes, rapides et de la dégradation totale suivant une représentation normale.

Nous pouvons alors extraire à l’aide de ces distributions et des équations 5.16 et 5.17, les valeurs  $Nt$  et de  $\eta$  de chacune de ces distributions. Ce travail est résumé dans la table 5.3.

Nous pouvons alors tracer la composante lente en fonction de la composante rapide, comme présenté sur la Figure 5.28. Les équations 5.16 et 5.17, nous donnent accès aux valeurs de  $Nt$  et de  $\eta$  pour ces deux distributions cumulées. Les valeurs obtenues sont résumées dans le Tableau 5.4.

$\Delta V_{th}=35.4$ mV	Composante log	$\Delta V_{th}=11.6$ mV	Composante exp
$\eta$	0.16	$\eta$	0.227
$Nt$	221	$Nt$	51

Tableau 5.4 : Résumé des valeurs de  $Nt$  et de  $\eta$  obtenues pour la composante lente et la composante rapide après  $10^{-6}$ s de relaxation à  $125^{\circ}\text{C}$  et  $V_{grelaxation}=0.6\text{V}$  (après un stress de 1000s à  $125^{\circ}\text{C}$  pour un  $V_g$  donné).

Les distributions cumulées de ces deux composantes sont tracées sur la Figure 5.28 selon une échelle normale en Y, le modèle DCM pour ces deux composantes est aussi tracé sur la Figure 5.28.

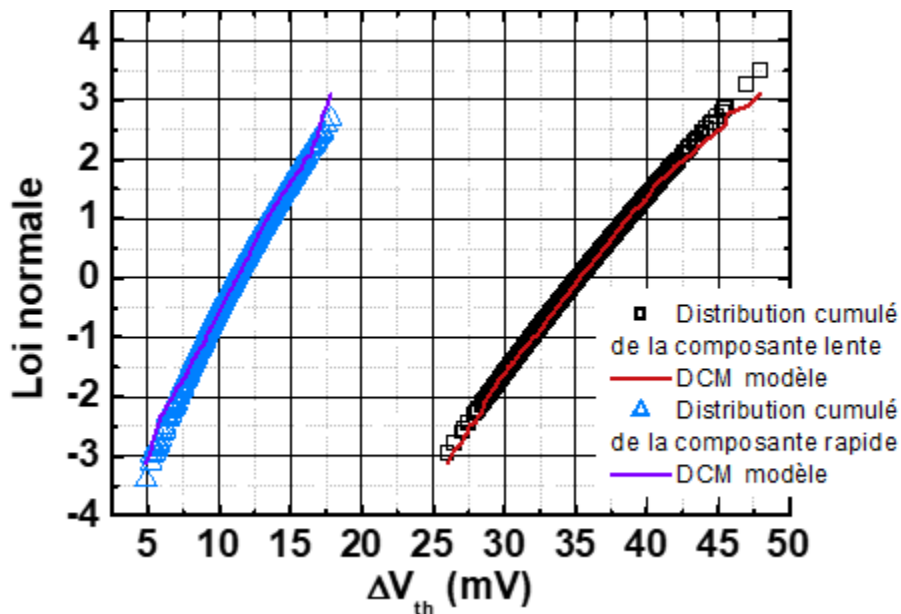


FIGURE 5.28 – Représentation des distributions cumulées de la composante lente et de la composante rapide après  $10^{-6}$ s de relaxation à  $125^{\circ}\text{C}$  et  $V_{grelaxation}=0.6\text{V}$ . Les lignes représentent le modèle DCM pour des couples  $(Nt, \eta)$  égaux à ceux donnés dans la Table 5.4.

Nous remarquerons que le DCM appliqué sur chaque composante fonctionne très bien.

### 5.5.3 Le principe du DDCM :

Le principe du modèle "Dual DCM" (ou DDCM), est de partir de l'application d'un DCM sur la distribution de la partie rapide et d'un autre appliqué à la distribution de la partie lente de la relaxation. Ce travail a été présenté sur la Figure 5.28. Puis il nous faudra alors convoluer ces deux DCM afin d'obtenir le DCM de la distribution de la dégradation totale. Dans le but de mettre ce travail en exergue, nous commencerons par donner un exemple sur la loi normale.

#### 5.5.3.1 Principe de la convolution de distributions appliquée à la loi normale :

Dans le but de monter le principe de la convolution des distributions dans un cas simple, nous allons travailler sur la convolution de deux lois normales. De plus travailler sur une loi normale n'est pas hors de propos puisque

pour de forte dégradation la loi DCM tend vers une loi normale, de sorte que plus la dégradation sera forte et plus il faudra d'échantillons pour visualiser l'écart entre ces deux lois.

Pour cela, nous considérons deux distributions gaussiennes, puis en utilisant l'équation 5.22, nous sommes en mesure de reconstruire la distribution en prenant en compte les deux composantes de la relaxation. Le résultat sera alors une distribution Gaussienne comme présenté sur la Figure 5.29.

$$P(\Delta V_{th}) = \sum_j P1(j) P2(\Delta V_{th} - j) \quad (5.22)$$

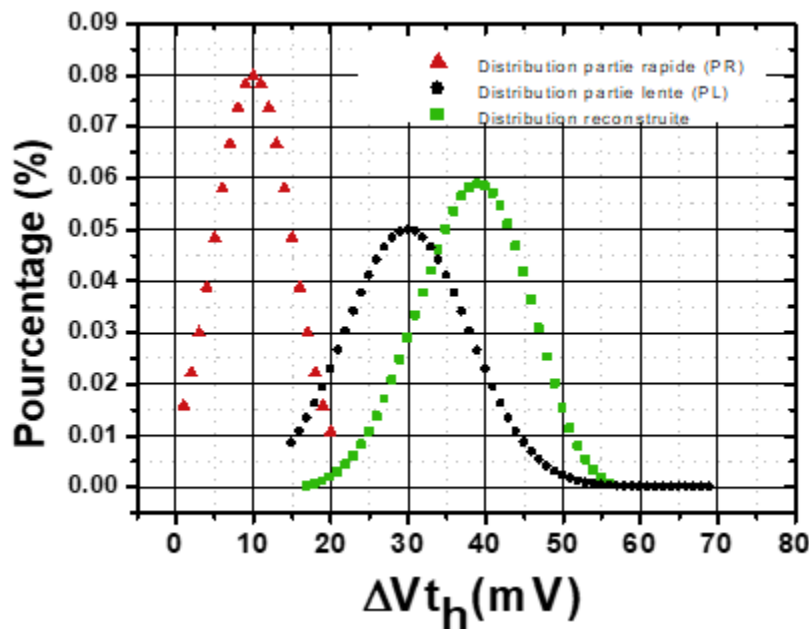


FIGURE 5.29 – Principe de la reconstruction des distributions illustré avec des distributions Gaussiennes.

La fonction de la densité de probabilité  $\Delta V_{th_{tot}}$  est calculée en sommant les probabilités de toutes les combinaisons possibles de la partie lente et de la partie rapide qui donneront une valeur de  $\Delta V_{th}$  et cela pour toutes les valeurs de  $\Delta V_{th}$ .

Dans le but de donner un exemple concret de ce concept, nous prenons  $\Delta V_{th_{tot}} = 60$  mV, puis nous trouvons toutes les combinaisons de la distribution de la partie lente ajoutée à celle de la partie rapide qui donneront 60mV. Sur la Figure 5.30, nous donnons un exemple de trois possibilités telles que la somme des deux composantes nous donne alors 60mV. Nous noterons PL la partie lente et PR la partie rapide.

-Les croix vertes correspondent à PR=10mV et PL=50mV.

-Les étoiles roses correspondent au couple PL=PR=30mV.

-Les cercles bleus nous donneront le couple PR=20mV et PL=40mV. Puis utilisant l'équation 5.22 pour calculer la probabilité de  $\Delta V_{th_{tot}} = 60$ mV. Il nous ensuite faire cela pour toutes les valeurs de  $\Delta V_{th_{tot}}$ .

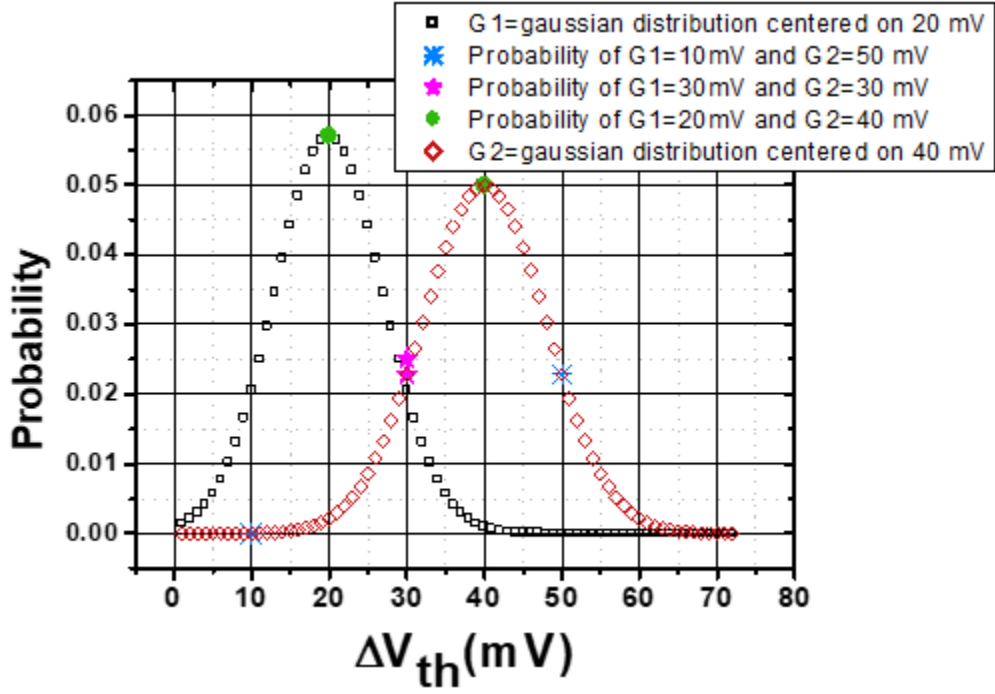


FIGURE 5.30 – Représentation schématique du principe de reconstruction utilisant les distributions gaussiennes comme exemple.

### 5.5.3.2 Convolution de deux DCM dans le cas indépendant :

Reprenant le travail de A.Subirats développé dans les annexes de sa thèse [176] sur les calculs du premier et du second moment à partir de la PDF donné dans l'équation 5.19, il montre que la moyenne est donnée par l'équation 5.16 et que la variance est donnée par l'équation 5.17.

De plus il propose d'écrire ces formules dans le cas où il y a deux populations. Il fait alors l'hypothèse que ces deux composantes sont indépendantes ce qui se traduit par les équations 5.23 et 5.24 :

$$\mu(\Delta V_{th}) = \mu(\Delta V_{th1}) + \mu(\Delta V_{th2}) \quad (5.23)$$

$$\sigma^2(\Delta V_{th}) = \sigma^2(\Delta V_{th1}) + \sigma^2(\Delta V_{th2}) \quad (5.24)$$

De sorte qu'il est possible d'écrire les équations 5.25 et 5.26,

$$Nt\eta = Nt1\eta1 + Nt2\eta2 \quad (5.25)$$

$$2Nt\eta^2 = 2Nt1\eta1^2 + 2Nt2\eta2^2 \quad (5.26)$$

Ce qui permet de trouver les expressions de  $Nt$  et de  $\eta$  données dans les équations 5.27 et 5.28.



$$Nt = \frac{(Nt1\eta1 + Nt2\eta2)^2}{Nt1\eta1^2 + Nt2\eta2^2} \quad (5.27)$$

$$\eta = \frac{Nt1\eta1^2 + Nt2\eta2^2}{Nt1\eta1 + Nt2\eta2} \quad (5.28)$$

Le Tableau 5.5 résume les valeurs de Nt et de  $\eta$  obtenues à l'aide du DCM lorsqu'il est appliqué aux distributions de la composante rapide, de la composante lente et de la distribution de la dégradation totale.

	Modèle	Partie Rapide PR	Partie Lente PL
$\eta$	0.123	0.16	0.227
Nt	382	221	51

Tableau 5.5 : Résumé des valeurs de Nt et de  $\eta$  obtenus pour la composantes lente et la composante rapide après  $10^{-6}$ s de relaxation à  $125^\circ\text{C}$  et  $V_{g_{relaxation}}=0.6\text{V}$  (après un stress de 1000s à  $125^\circ\text{C}$  pour un  $V_g$  donné) mais aussi pour la distribution de la dégradation totale d'après le DCM.

Reprenant les équations 5.27 et 5.28 et le Tableau 5.5 nous devrions obtenir que  $Nt=265$  défauts et que  $\eta=0.176$ . Nous pouvons voir que le DCM appliqué à la dégradation totale est très différents de ce que donne le modèle DDCM dans le cas indépendant. La représentation de la distribution du DCM généré par Monte-Carlo avec un  $\eta=0.176$  et un  $NT=265$  et la dégradation totale est représenté sur la Figure 5.31 en rouge.

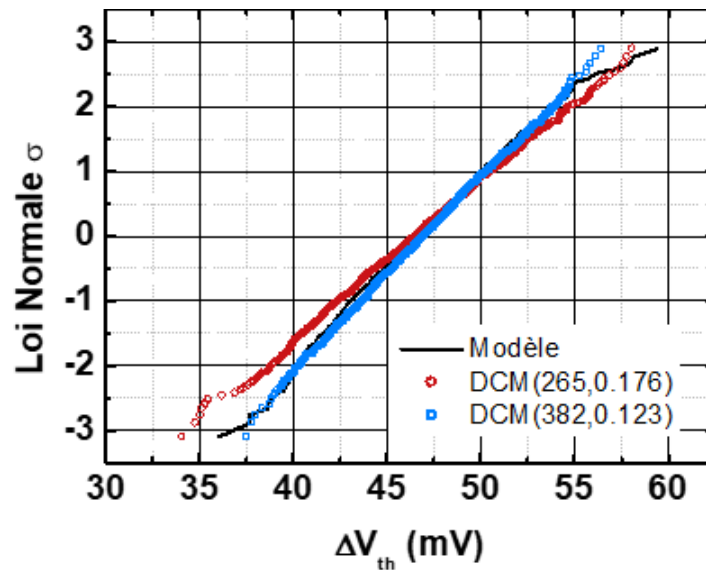


FIGURE 5.31 – Distribution modélisée comparée à deux distributions DCM l'une venant du calcul direct de Nt et de  $\eta$  (carré bleu)utilisant les équation 5.16 et 5.17 et l'autre à partir des équations 5.27 et 5.28 (rond rouge).

Nous pouvons voir que le modèle proposé par A.Subirats ne s'applique pas à notre cas. L'erreur vient du fait que nos composantes ne sont pas parfaitement indépendantes. L'analyse de la corrélation entre composante rapide et lente est montré sur la Figure 5.32. Nous observons une faible corrélation de pente -0.45 et  $R^2=0.092$ . Et la première hypothèse que nous pouvons faire est que la dépendance entre ces deux valeurs était négligeable, c'est ce qui explique que nous avons cherché à utilisée le modèle d'A.Subirats, cependant cette hypothèse d'indépendance

n'est pas vérifié sur nos données comme nous allons le montrer dans la section suivante.

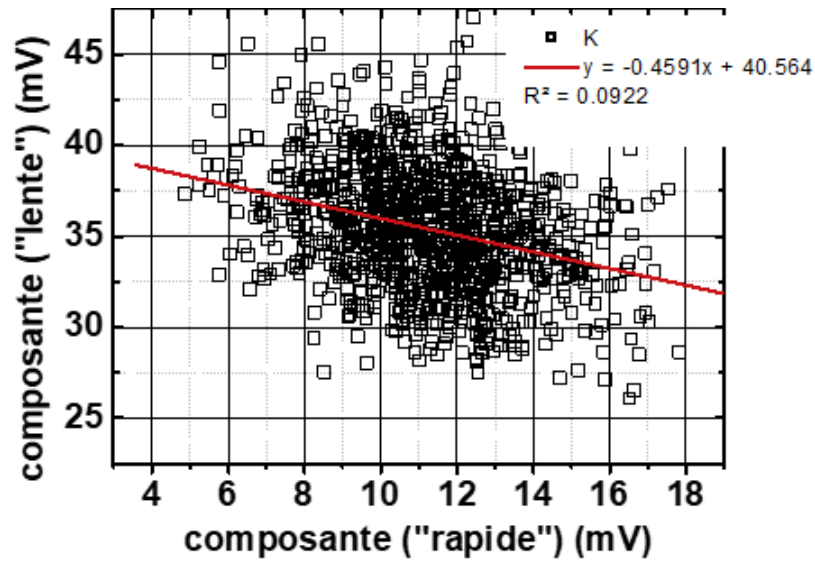


FIGURE 5.32 – Mise en évidence de la corrélation entre les composantes de la partie rapide et de la partie lente.

### 5.5.3.3 Convolution de deux DCM dans le cas corrélé :

Reprenant les hypothèses de la section précédente traduites par les équations 5.23 et 5.24 alors, nous pouvons voir que les moyennes s'ajoutent toujours comme le montre la Figure 5.33 et que l'équation 5.23 est juste. En revanche l'équation 5.24 n'est pas vérifiée, en effet les variances ne s'ajoutent pas comme le montre la Figure 5.34.

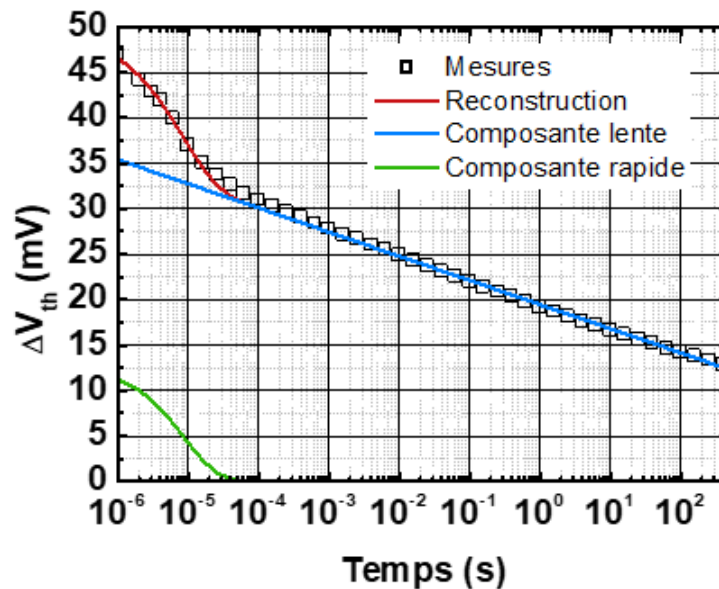


FIGURE 5.33 – Comparaison entre la moyenne des mesures et les moyennes obtenues pour les composantes rapide et lente et de la courbe reconstruite.

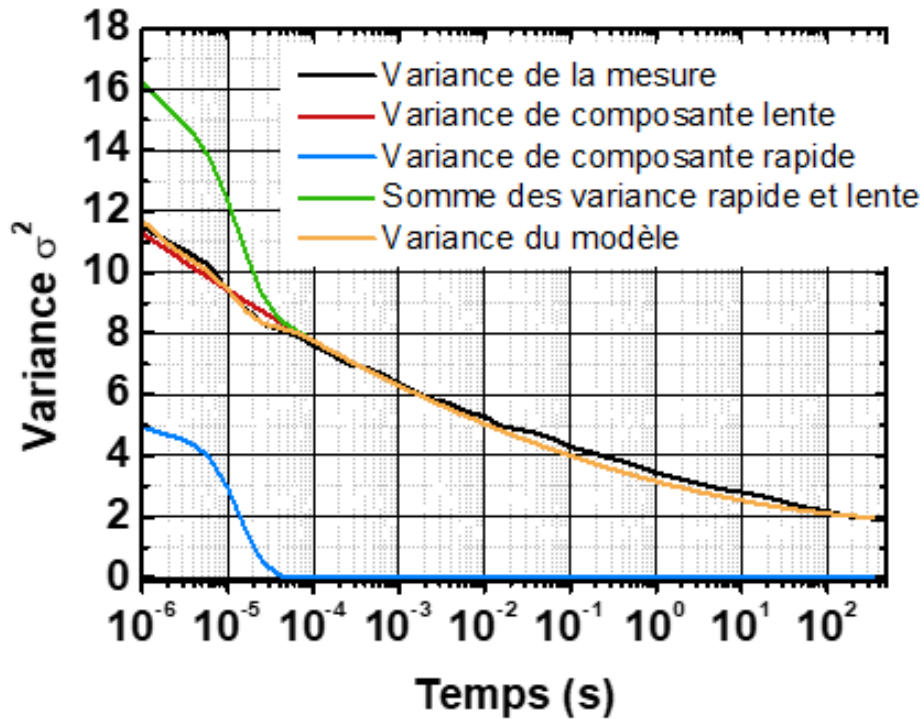


FIGURE 5.34 – Comparaison de la variance mesurée avec la variance de la reconstruction. Mais aussi avec les variances des composantes rapide, lente et de la somme des variances variance rapide et lente.

La Figure 5.33 nous montre que la somme des moyennes de la partie lente et rapide correspond à la moyenne de la mesure comme de la courbe reconstruite. Cela confirme l’hypothèse des moyennes traduite dans l’équation 5.23 et qui reste juste dans le cas où les composantes sont corrélées.

La Figure 5.34 nous montre que la somme des variances de la composante lente et rapide est plus importante que la variance de la mesure (Nous noterons que la variance de la dégradation reconstruite est en accord avec celle mesurée). Il semble donc que ne nous commettons pas d’erreur flagrante lorsque nous reconstruisons la mesure par les régressions linéaires et le modèle présenté en chapitre 3 donné dans l’équation 3.9. En revanche l’hypothèse sur la somme des variances de la partie lente et rapide traduite dans l’équation 5.24 est fausse.

Nous pouvons en conclure que ces données ne sont pas indépendantes.

Nous allons alors étudier la corrélation entre ces composantes de manière plus approfondie. Pour cela, il est possible d’utiliser la covariance mais aussi le facteur de corrélation de Pearson.

La covariance est définie par l’équation 5.29 et le facteur de Pearson par l’équation 5.30

$$cov(A, B) = \frac{1}{mn} \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} [(A_{i,k} \mu(A)) (B_{i,k} \mu(B))] \quad (5.29)$$

$$r(A, B) = \frac{cov(A, B)}{\sigma_A \sigma_B} \quad (5.30)$$

La Figure 5.35, permet de mieux appréhender la notion du facteur de Pearson.

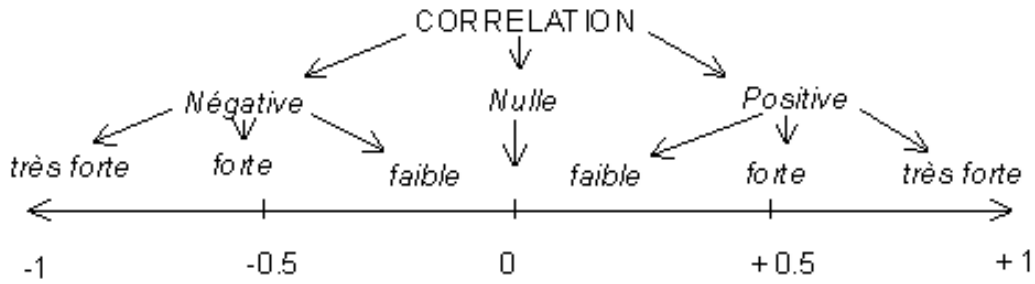


FIGURE 5.35 – Schéma représentant la signification des valeurs du facteur de Pearson.

Recalculant la composante lente et la composante rapide pour tous les temps de relaxation à l'aide des équations du modèle présenté en chapitre 3, et des régressions linéaires pour tous les transistors testés, nous accédons alors à l'évolution du facteur de Pearson avec le temps comme nous le montrons sur la Figure 5.36.

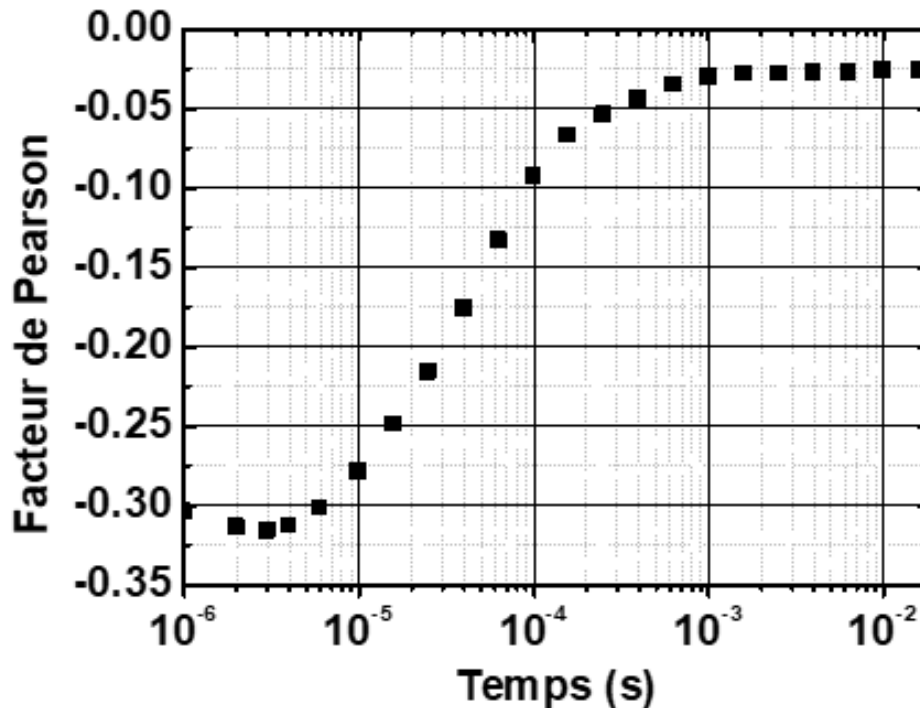


FIGURE 5.36 – Évolution du facteur de Pearson  $r(A,B)$  de la composante rapide et de la composante lente au cours du temps.

La Figure 5.36, nous montre qu'à  $10^{-6}$ s, il existe bien une corrélation et d'après la Figure 5.35, nous pouvons voir que c'est une corrélation négative moyenne mais qui n'est pas négligeable. De plus la corrélation devient négligeable pour des temps de l'ordre de  $2 \cdot 10^{-4}$ s ce qui correspond au temps nécessaire à la composante rapide pour s'éteindre. La convolution devra alors prendre en compte cette dépendance en ce qui concerne la variance. Le nouveau modèle que nous proposons devra alors prendre en compte la dépendance des paramètres et devra alors respecter les hypothèses décrites dans les équations 5.31 et 5.32 :

$$\mu(\Delta V_{th}) = \mu(\Delta V_{th1}) + \mu(\Delta V_{th2}) \quad (5.31)$$

$$\sigma^2(\Delta V_{th}) = \sigma^2(\Delta V_{th1}) + \sigma^2(\Delta V_{th2}) + 2cov(\Delta V_{th1}, \Delta V_{th2}) \quad (5.32)$$

De plus chaque distribution peut être décrite par un DCM ayant un couple  $(Nt, \eta)$ , de sorte que les deux premiers moments (la moyenne et la variance) de chaque distribution continue a vérifier les équations 5.16 et 5.17 (Ces équations étant obtenues par dérivation de la PDF pour un DCM à une composante).

Nous pourrions traduire les équations 5.31 et 5.32 sous la forme des équations 5.33 et 5.34.

$$Nt\eta = Nt1\eta1 + Nt2\eta2 \quad (5.33)$$

$$2Nt\eta^2 = 2Nt1\eta1^2 + 2Nt2\eta2^2 + 2cov(\Delta V_{th1}, \Delta V_{th2}) \quad (5.34)$$

Nous trouvons alors l'expression de  $Nt$  et de  $\eta$  donné par les équations 5.35 et 5.36.

$$Nt = \frac{(Nt1\eta1 + Nt2\eta2)^2}{Nt1\eta1^2 + Nt2\eta2^2 + cov(\Delta V_{th1}, \Delta V_{th2})} \quad (5.35)$$

$$\eta = \frac{Nt1\eta1^2 + Nt2\eta2^2 + cov(\Delta V_{th1}, \Delta V_{th2})}{Nt1\eta1 + Nt2\eta2} \quad (5.36)$$

Utilisant les équations 5.35 et 5.36, nous trouvons alors que  $Nt=371$  et  $\eta=0.126$ . Nous retrouvons bien des valeurs de  $Nt$  et de  $\eta$  proches de celles que nous avons données dans le Tableau 5.5. L'utilisation de notre modèle de relaxation et d'un solveur appliqué a chaque courbes de relaxation et l'extraction de la composante rapide et lente et l'utilisation du modèle a deux défauts n'introduit au final une erreur de l'ordre du mV. La convolution est désormais possible.

A titre d'exemple, les Figure 5.37 et 5.38 montre l'erreur commise dans l'extraction des valeurs de  $Nt$  et de  $\eta$  au cours du temps si nous considérons ces composantes comme étant dépendantes.

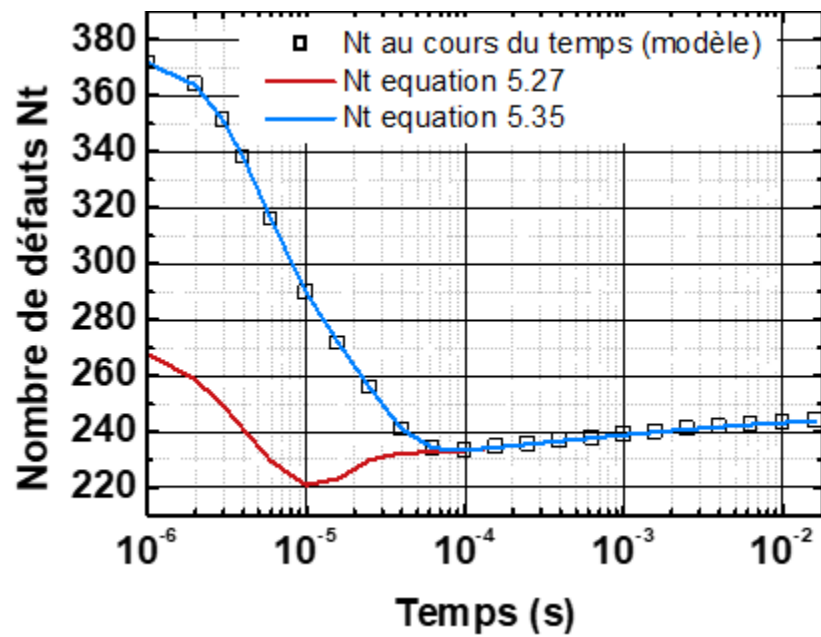


FIGURE 5.37 – Comparaison des modèle dépendant et indépendants pour la valeur extraite de  $Nt$ . Le  $Nt$  reconstruit vient de l'utilisation du modèle du chapitre 3 et de régression linéaire.

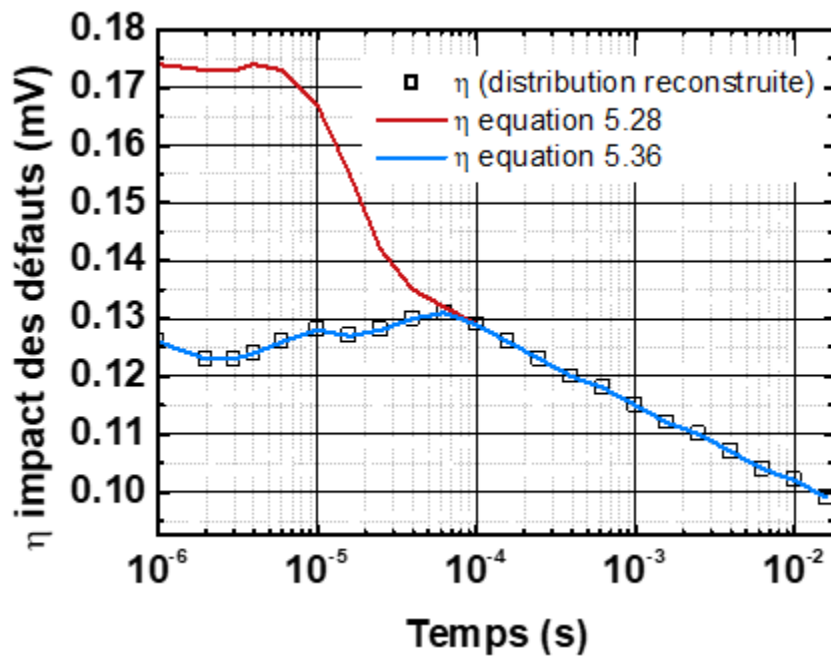


FIGURE 5.38 – Comparaison des modèles dépendants et indépendants pour la valeur extraite  $\eta$ . Le  $\eta$  reconstruit vient de l'utilisation du modèle du chapitre 3 et de régression linéaire.

Nous pouvons voir que l'erreur est loin d'être négligeable puisque dans le pire des cas à  $10^{-6}s$ , une erreur de l'ordre d'une centaine de défauts est observé.

## 5.6 Résultat Fondamental :

Vu les résultats que nous avons obtenus sur la relaxation du NBTI depuis le chapitre 3 où nous avons modélisé la relaxation à l'aide d'un modèle compact, jusqu'au chapitre 5, nous venons de mettre en évidence qu'il existe une faible corrélation entre les deux composantes de la relaxation (la composante rapide et la composante lente). Nous pouvons nous poser de sérieuses questions sur le modèle RD développé par S.Mahapatra (ou modèle de ITT Bombay), en effet ce modèle affirme que la relaxation est constituée de trois composantes et que ces composantes sont indépendantes.

Dans un premier temps, notons que la partie dite rapide de la relaxation (ou  $N_{HT}$  dans le modèle de IIT Bombay) est modélisée par une loi empirique en exponentielle étirée. Or, nous avons montré que nous sommes capables de modéliser cette composante rapide à l'aide d'une simple exponentielle décroissante dans l'ensemble des technologies, des noeuds et des conditions que nous avons utilisées.

Le modèle de ITT Bombay repose sur trois composantes et notre modèle repose sur deux composantes, comment expliquer cette différence? Nous pouvons affirmer que l'essentiel de nos mesures avait pour but de faire des stress NBTI et non du TDDB, de sorte que la plus forte tension utilisée par exemple sur le 28 nm FDSOI, est assez éloignée des tensions qui sont en général utilisées en TDDB pour cette même technologie. En conséquence de quoi nous n'avons pas dans nos mesures de composantes de type  $N_{ot}$ .

Prenant en compte que nous parvenons à extraire la partie rapide avec une équation proche de celle utilisée par le modèle de ITT Bombay (puisque la fonction exponentielle décroissante est un cas particulier de la fonction exponentielle étiré  $\beta=1$ ), le résidu obtenu doit donc correspondre au  $\Delta V_{it}$  du modèle de ITT Bombay. Or nous observons qu'il existe une faible corrélation entre ces deux composantes de sorte que cela remet en question l'hypothèse fondamentale sur laquelle repose ce modèle et qui stipule que les sous-composantes de la relaxation sont indépendantes.

## 5.7 Conclusion

Le chapitre 4 avait pour but d'évaluer le comportement de la dégradation NBTI vis à vis de certains types de procédés de fabrication, ce qui nous a aussi permis d'évaluer la robustesse de nos modèle développés dans le chapitre 3. Dans ce chapitre en revanche, nous nous intéressons à un autre aspect du NBTI mais tout aussi important puisqu'il s'agit de la variabilité induite par la dégradation NBTI. Le modèle le plus efficace de la littérature et unanimement reconnu est le DCM ("Defect Centric Model") ou EP-Model (Exponential- Poisson Model"), celui-ci repose sur l'idée que la dégradation de la tension de seuil est issue du piégeage de charge modélisé par une loi exponentielle tandis que les pièges dans l'oxyde suivent une loi de Poisson. Les deux paramètres capitaux de ce modèle sont  $\eta$  l'impact moyen d'un piège sur  $\Delta V_{th}$  et  $N_t$  le nombre de pièges.

Nous avons montré dans ce chapitre que le paramètre  $\eta$  varie en  $1/W$  de la largeur de grille  $W$ . De plus nous proposons une réécriture mathématiques du modèle DCM permettant d'utiliser ce modèle pour des dispositifs ayant une grande surface (et donc un grand nombre de pièges) sans avoir à utiliser de puissantes machines de calcul.

Sans oublier que nous avons montré que le modèle DCM présente un problème dans son écriture actuelle puisque la CDF ("Cumulated Distribution Function") de ce modèle n'est pas normalisée et que cela impacte les résultats d'autant plus que le nombre de défauts est faible. Nous avons alors réécrit les équations du modèle DCM afin qu'elles soient normalisées. Il est à noter qu'avant notre réécriture du modèle pour de grands transistors, l'essentiel des travaux de la littérature portant sur ce modèle, l'utilisaient pour des transistors nanométriques présentant moins de 10 défauts et étant donc clairement impactés. Nous avons aussi à l'aide de simulations Monte-Carlo, donné une estimation du nombre de tests minimum à faire pour une surface donnée afin d'obtenir des résultats stables et exploitables.

Enfin nous avons montré que l'utilisation du DCM sur la relaxation présente un problème puisqu'à dégradation équivalente entre la phase de stress et de la phase de relaxation, le DCM indique que la relaxation présente plus de défauts mais avec un  $\eta$  plus faible. Le DCM est un modèle à un défaut or du fait des deux composantes de la relaxation, nous pensons que deux types de défauts sont impliqués dans la relaxation. Il en a résulté la création d'un DDCM (ou "Double Defect Centric Model") par l'extraction de la composante rapide et de la composante lente à l'aide du modèle de relaxation développé dans le chapitre 3. Nous avons alors montré que le modèle DCM bi-couche créé par A.Subirats n'était pas valide du fait que ces deux composantes sont faiblement liées (et non indépendantes). Nous proposons alors un modèle prenant en compte cette corrélation. Enfin le fait qu'il existe une corrélation même faible (mais non négligeable) entre les sous-composantes de la dégradation tend à montrer que le modèle de l'IIT Bombay dont l'une des hypothèses fondamentales est l'indépendance des sous-composantes est incorrect. Enfin nous avons montré que le "Defect Centric Model" qui est un modèle à un défaut ne permet pas une modélisation de la relaxation.

## Conclusion et perspectives :

Le premier chapitre a présenté le domaine de la microélectronique, de la fiabilité et du NBTI. Nous avons introduit la structure du transistor, mais aussi différents régimes de fonctionnement. Nous avons aussi introduit les différences entre les technologies FDSOI (ayant un oxyde de grille de type high- $\kappa$ ) comme le 28nm FDSOI ou le 14 nm FDSOI et les technologies "Bulk" (comme le 40 nm) ayant un oxyde de grille en SION. De plus la courbe de transfert a été introduite afin d'expliquer comment en extraire la tension de seuil  $V_{th}$  et sa dérivée  $\Delta V_{th}$  permettant de mesurer la dégradation NBTI.

Nous avons présenté les différentes techniques de mesures (lente, rapide, OTF, etc) et les chronogrammes permettant de faire des mesures NBTI. Mais aussi la problématique liée aux délais de mesure sur la caractérisation et plus particulièrement en ce qui concerne la relaxation a été introduite.

Nous avons alors introduit la notion de variabilité et nous avons fait la différence entre variabilité dynamique et variabilité statique. Enfin nous avons introduit les différents défauts intervenant dans la dégradation NBTI, notamment ceux liés à l'interface Si/SiO<sub>2</sub> mais aussi les défauts liés à la nitruration et enfin ceux liés au high- $\kappa$  du à l'apparition de l'oxyde d'hafnium dans l'oxyde de grille.

Le chapitre 2, présente les modèles historiques de la littérature, ce chapitre est fondamental puisqu'il porte sur la modélisation du NBTI et plus particulièrement sur l'état de l'art dans la littérature en ce qui concerne la modélisation de cette contrainte. Dans un premier temps, nous avons mentionné les anciens modèles qui ont permis de modéliser le NBTI jusqu'à l'apparition dans les années 2010 des mesures rapides (de l'ordre de la microseconde et non plus comme jusqu'alors de l'ordre de 0.1s).

Nous avons ensuite introduit des modèles plus récents et notamment les deux modèles les plus avancés de la littérature. Ces modèles résultent d'un long travail de plus de 10 ans, et sont l'aboutissement actuel d'anciens modèles qui ont évolué pour être ce qu'ils sont aujourd'hui. Ces deux modèles sont plus complexes mais aussi peu maniables du fait du nombre de paramètres à prendre en compte pour chacun d'eux, ils sont basés sur de nombreuses publications qui s'étalent sur plus de 10 ans dans le cas du modèle Defect Centric. Ces modèles présentent un certain nombre de problèmes dans leur conception ou dans leurs prédictions au point que aucun des deux ne parvient à prendre l'ascendant sur l'autre depuis plusieurs années (malgré une augmentation considérable de publications portant sur le sujet depuis les années 2000). Quant au modèle de IIT Bombay, reposant sur plus de quarante paramètres dont un certain nombre est très éloigné des valeurs fournies par la littérature.

De ce fait nous n'avons aujourd'hui aucun modèle physique complet, cohérent et efficace permettant de modéliser le NBTI dans un contexte où un modèle est plus que jamais nécessaire du fait de la pression qu'exercent les anciens modèles en termes de prédictions des dégradations sur les qualifications des transistors dans les technologies avan-



cées.

Ces deux modèles restent incomplets, et la littérature semble indiquer qu'il faudra encore un très grand nombre d'études à faire avant de parvenir à mélanger ces deux modèles pour aboutir à un modèle physique, le risque demeurant qu'il faille un très grands nombre de paramètres comme c'est le cas actuellement pour ces modèles.

Le chapitre 3, est le coeur de notre travail de thèse, puisqu'il n'existe pas de modèle satisfaisant dans la littérature comme nous l'avons vu dans le chapitre 2. En l'absence d'un modèle compact permettant la modélisation du NBTI dans une perspective industrielle, nous avons réalisé une large étude expérimentale afin d'obtenir les cinétiques du NBTI et plus particulièrement de la relaxation. Nous avons développé un outil : l'Analyse Spectrale afin d'analyser la cinétique des courbes de stress et de relaxation. Cet outil repose sur les équations de "la CET Map" (reposant sur des mécanismes de charge et de décharge de pièges) et qui nous a permis d'obtenir les équations de notre modèle pour le stress comme la relaxation. Puis nous avons confronté nos modèles aux données expérimentales réalisées sur la campagne de mesures effectuée sur la technologie 28 nm FDSOI, couvrant la température, les tensions de stress (de relaxation) et les temps de stress (de relaxation).

Nous avons alors montré que la relaxation comporte deux composantes, l'une "rapide" et l'autre "lente". Une étude plus approfondie de la composante "rapide" nous a révélé que les temps d'émissions sont dépendants de la température et indépendants du temps de stress. De plus nous avons mis en évidence que l'amplitude de cette composante atteint son maximum pour des temps de stress de l'ordre de la seconde puis sature pour des temps de stress plus longs.

Nous obtenons alors un modèle de stress à trois paramètres et un modèle de relaxation à quatre paramètres particulièrement efficace. Enfin nous avons utilisé nos modèles sur un grand nombre de technologies allant de la technologie 14 nm FDSOI à la technologie 180 nm Bulk. Ce faisant nous avons découvert qu'il est possible de retrouver l'épaisseur d'oxyde électrique via la normalisation du paramètre B (de la relaxation) par la dégradation. Nous pouvons alors extrapoler les temps d'émission (afin d'obtenir un ordre de grandeur de cette valeur) d'une technologie à une température donnée. De plus en appliquant notre modèle sur sept technologies allant du 14 nm FDSOI au 180 nm Bulk, nous avons montré que les mécanismes du NBTI sont restés les mêmes en dépit des modifications d'architectures comme des procédés de fabrication propre à chaque technologies.

Notre étude pourrait être complétée par un travail sur des stress de type AC avec une étude complète en fréquence. En effet les basses fréquences entraînent des résultats différents en fonction de l'état final de la séquence de stress. De plus certains éléments tendent à nous faire penser qu'à des fréquences supérieures au GHz, il serait possible d'éteindre la composante rapide. Ce domaine reste encore à explorer. Enfin notons qu'il faudrait compléter notre étude des modèles des modèles compacte par des cycles de stress et de relaxation afin d'évaluer sa capacité à prédire la dégradation.

Le chapitre 4, s'est concentré sur l'impact des changements de procédés sur le NBTI, l'objectif primaire étant de mieux comprendre le NBTI et ses origines, cependant cela nous a aussi permis d'évaluer la robustesse de nos modèles et leurs capacités à modéliser ces différents procédés de fabrications.

Dans un premier temps, nous avons observé que la nitruration de couche d'interface (IL) sur la technologie FDSOI impacte aussi bien la dégradation que la tension de seuil, tandis que la nitruration du high- $\kappa$  n'impacte pas la dégradation NBTI mais seulement la tension de seuil.

Les profils de la nitruration ont été étudiés sur la technologie 100 nm ("Bulk"). Nous avons alors montré que plus l'azote est loin de l'interface et moins elle aura d'impact sur la dégradation. De plus le chapitre 3 a montré que les mécanismes du NBTI n'ont pas varié en dépit des changements, d'architecture et des procédés de fabrication.

Nous avons montré dans ce chapitre que la nitruration de l'interface entre le canal et l'oxyde de grille accroît la dégradation et plus particulièrement la composante rapide. Pour autant cette composante existe même sans nitruration de sorte que cette dernière ne fait qu'exacerber un phénomène déjà existant. La composante rapide semble donc liée à l'état de l'interface. D'après la littérature et le chapitre 1, nous pensons qu'en l'absence de nitruration,

la composante rapide vient de défauts de type centre Pb qui sont des défauts d'interface Si/SiO<sub>2</sub> tandis que la nitruration de l'interface fait intervenir un nouveau type de défauts, les centre Kn puisque ceux-ci se comportent électriquement comme des défauts de l'interface Si/SiO<sub>2</sub> d'après les mesures RPE (voir chapitre 1).

L'étude que nous avons menée sur les "Pockets", le "Well" et les "Ground Plane" ou encore l'épaisseur de la grille de TiN tend à montrer que le NBTI ne varie pas nécessairement en  $V_g - V_{th}$ .

Enfin notons que le dopage de "Ground Plane" semble ne pas avoir d'impact sur la dégradation NBTI pour les grandes valeurs de W. En revanche en dessous de 0.1 $\mu$ m, "l'oxygen scavenging" commence à apparaître et à avoir un impact sur la dégradation du NBTI ( $\Delta V_{th}$ ) qui devient alors dépendante de la largeur de grille W.

Nous avons étudié différents types de procédés de fabrication afin d'essayer de déterminer quelle est l'origine des défauts propres à la dégradation NBTI. La nitruration n'est pas responsable des mécanismes de dégradation bien qu'elle les accroisse. Toutefois nous avons aussi montré que le pompage de l'oxygène depuis les tranchées d'isolations avaient un impact sur les dispositifs de petites dimensions. Une étude similaire à celle que nous avons menée sur la nitruration devrait être faite sur l'oxygène qui pourrait en être à l'origine selon nous.

Dans le chapitre 5, nous nous sommes intéressés à un autre aspect du NBTI mais tout aussi important puisqu'il s'agit de la variabilité induite par la dégradation NBTI. Le modèle le plus efficace de la littérature est le DCM ("Defect Centric Model") ou EP-Model (Exponential- Poisson Model), celui-ci repose sur l'idée que la dégradation de la tension de seuil est issue du piégeage de charge modélisé par une loi exponentielle tandis que les pièges dans l'oxyde suivent une loi de Poisson. Les deux paramètres capitaux de ce modèle sont  $\eta$  l'impact moyen d'un piège sur  $\Delta V_{th}$  et Nt le nombre de pièges.

Nous avons montré dans ce chapitre que le paramètre  $\eta$  varie en 1/W (où W est la largeur de grille). Nous avons aussi proposée une réécriture mathématiques du modèle DCM permettant d'utiliser ce modèle pour des dispositifs ayant une grande surface (et donc un grand nombre de pièges) sans avoir à utiliser de puissantes machines calculs. Nous avons montré que le modèle DCM présente un problème dans son écriture actuelle puisque la CDF de ce modèle n'est pas normalisée et que cela impacte les résultats d'autant plus que le nombre de défauts est faible. Nous avons alors réécrit les équations du modèle DCM afin qu'elles soient normalisées. Il est à noter qu'avant notre réécriture du modèle pour de grands transistors, l'essentiel des travaux de la littérature portant sur ce modèle, l'utilisaient pour des transistors nanométriques présentant moins de 10 défauts et étant donc clairement impactés. Nous avons aussi à l'aide de simulations Monte-Carlo, donné une estimation du nombre de tests minimum à faire pour une surface donnée afin d'obtenir des résultats stables et exploitables.

Enfin nous avons montré que l'utilisation du DCM sur la relaxation présente un problème puisqu'à dégradation équivalente entre la phase de stress et de la phase de relaxation, le DCM indique que la relaxation présente plus de défauts mais avec un  $\eta$  plus faible. Le DCM est un modèle à un défaut or du fait des deux composantes de la relaxation, nous pensons que deux types de défauts sont impliqués dans la relaxation. Il en a résulté la création d'un DDCM (ou "Double Defect Centric Model") par l'extraction de la composante rapide et de la composante lente à l'aide du modèle de relaxation développé dans le chapitre 3. Nous avons alors montré que les deux composantes de la relaxation était dépendantes. Nous proposons alors un modèle prenant en compte cette corrélation. Enfin le fait qu'il existe une corrélation même faible (mais non négligeable) entre les sous-composantes de la dégradation tend à montrer que le modèle de l'IIT Bombay dont l'une des hypothèses fondamentales est l'indépendance des sous-composantes est incorrect. Enfin nous avons montré que le modèle DCM qui est un modèle à un défaut ne permet pas une modélisation de la relaxation.

L'ensemble de notre travail nous permet de poser un certains nombres de questions mais nous donne aussi un certain nombre de pistes de recherches.

Parmi les plus prometteuse, nous pouvons mentionner que nous avons mis en évidence que la dégradation NBTI est une dégradation présentant les même cinétiques de relaxation à travers les différents noeuds technologiques et les différentes architectures, de plus nous mettons en évidence que l'azote n'est pas responsables de ces mécanismes

de dégradation et toute notre étude notamment dans le chapitre 4 sur l'impact des procédés de fabrications semble mettre en avant que l'origine du NBTI semble lié à l'oxygène. Il nous semble dès lors crucial de travailler sur des changements de procédés de fabrication liés à l'oxygène afin de confirmer que l'oxygène est responsable de la dégradation NBTI.

Il faudrait pousser plus loin nos modèles de stress et de relaxation afin de pouvoir générer un simulateur de dégradation prenant en compte notamment les aspect de cycles de NBTI et donc de prendre en compte l'effet d'histoire.

Une autre piste de recherche serait de travailler sur la mise en évidence des deux défauts lors de la phase de stress, en effet puisque nous mettons en évidence la présence de deux défauts lors de la phase de relaxation, ceux-ci doivent être présents lors de la phase de stress. L'ensemble de notre étude sur la phase de relaxation rapide nous montre une composante rapide saturable, indépendante de la température et seulement dépendante de la polarisation de grille. Une étude sur les anciennes technologies à l'aide de mesures rapide afin d'évaluer cette composante est une piste prometteuse comme le laisse deviner la Figure 1.19. Une autre possibilité serait une en hautes fréquences au GHz afin d'essayer "d'éteindre" la composante rapide.

Enfin la fin du chapitre 3 sur l'application du modèle aux différentes technologies tend à montrer que la composante lente est liée à l'épaisseur d'oxyde. Ce travail est à poursuivre car cela nous donnerais alors un outil permettant de remonter l'épaisseur d'oxyde à partir de la dégradation d'une puce.

## Annexes :

### Annexe 1 : Simulateur du modèle GHR ("Gate hydrogen release") :

Considérant que le NBTI est issu de deux composantes, une dite permanente et une dite recouvrable, ce modèle a été développé afin de modéliser la partie appelé permanente [102].

Ce modèle nécessite la présence de défauts initialement présents afin d'y piéger les atomes d'hydrogène. En effet appliquer une polarisation sur la grille entraine une passivation des liaisons de l'hydrogène avec le silicium dans l'oxyde de grille. Ces atomes d'hydrogène migrent alors vers le canal et ces atomes sont alors piégés dans les défauts préexistants.

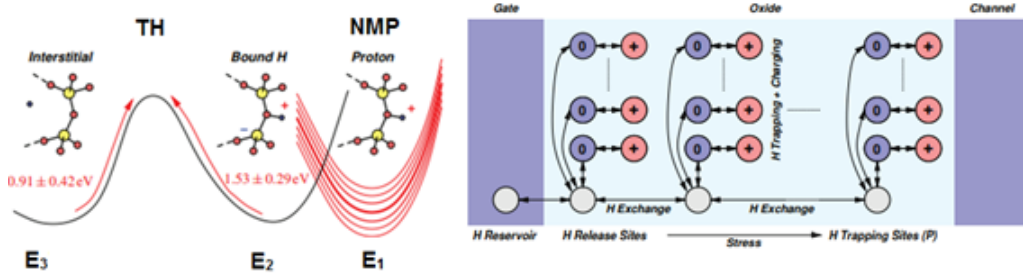


FIGURE 5.39 – Gauche : Diagramme d'état de la passivation de l'hydrogène dans l'oxyde de grille (Modèle Réaction-Dispersion-) [102]. Droite : représentation schématique des échanges d'hydrogène dans l'oxyde de grille dans le cadre du modèle Réaction-Dispersion [102].

Ce modèle nécessite l'utilisation de trois états ( $E_1$ ,  $E_2$  et  $E_3$ ). L'état  $E_1$  correspond à l'état des précurseurs (l'énergie de  $E_1$  est au-dessus du niveau de Fermi) où l'atome d'hydrogène est attaché à la structure de l'oxyde de grille de type Si-O-Si. L'état  $E_2$  correspond aux liaisons de l'hydrogène en-dessous du niveau de l'énergie de Fermi. Et enfin le niveau  $E_3$  correspond à la libération des atomes d'hydrogène liés aux défauts préexistants avant de diffuser et d'être piégés dans les défauts interstitiels à proximité du canal. En ce qui concerne les transitions, le modèle multiphonon non radiative permet de modéliser la transition entre l'état  $E_1$  et l'état  $E_2$  tandis que la transition entre l'état  $E_2$  et  $E_3$  est une excitation thermique à travers une barrière. Un schéma de ces niveaux d'énergies est donné dans la Figure 5.39.

Le modèle prévoit que les pièges responsables de la dégradation permanente se trouvent à proximité du canal au niveau de l'interface Si-SiO<sub>2</sub> et les atomes d'hydrogène qui diffusent vers ces pièges proviennent de l'interface grille/Oxyde. Un simulateur de ce modèle a été développé par l'université de Bombay [103] en collaboration avec S.Mahapatra (ce simulateur est libre d'utilisation pour la recherche). Appliquer ce simulateur à des données expérimentales reste quelques peu difficile car il ne permet de modéliser que la composante permanente. Une première approximation consiste à supposer que la phase de stress n'est impactée que par la partie permanente. Alors il est possible de trouver un couple de paramètre permettant de modéliser la phase de stress. En revanche la Figure 5.40, nous montre, que si nous arrivons à modéliser la phase de stress, la phase de relaxation ne peut être modélisée. En effet, le temps d'émission est trop long.

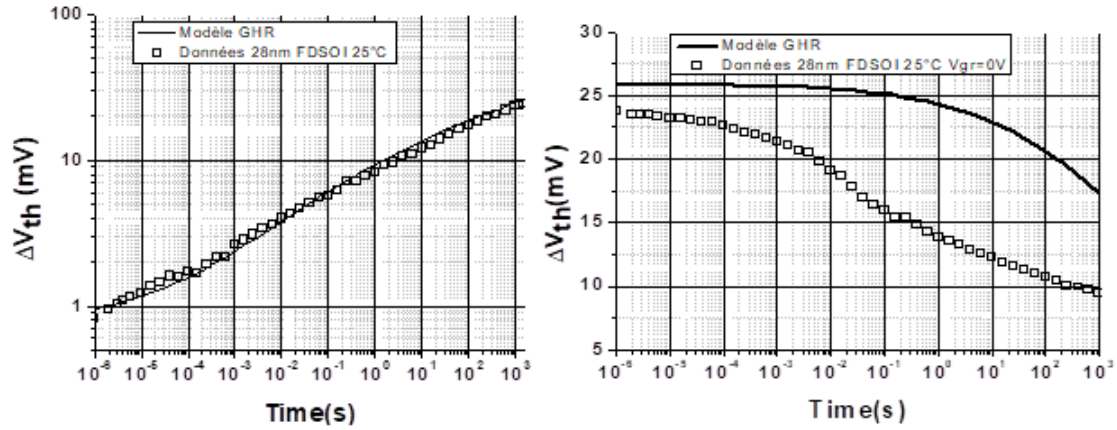


FIGURE 5.40 – Comparaison entre le modèle GHR et des données en 28 nm FDSOI pour des transistors PMOS à 25°C. A droite pour le stress et à gauche pour la relaxation.

Cela vient du fait que le modèle ne permet que la modélisation de la partie permanente. Afin d'exploiter au mieux ce simulateur, alors il nous faut être capable de dé-corréler la partie permanente de la partie recouvrable. De plus nous avons montré dans le chapitre 2 (Le modèle de Grasser-Kaczer) que toute la relaxation est recouvrable même la partie dite permanente. C'est ce qui rend d'autant plus difficile l'estimation de la contribution de la partie permanente. Un moyen est d'utiliser des mesures lentes permettant d'occulter la contribution rapide de la relaxation. Alors comme le mentionne la littérature, les mesures lentes présentent un comportement de type décroissance logarithmique [61, 66, 67, 102, 104, 105] ou bien de la forme proposé par le modèle de Grasser-Kaczer dans le chapitre 2 (Le modèle de Grasser-Kaczer) sous la forme de ce qui est appelé la "relaxation universelle" [61, 62, 106, 107, 108].

## Annexe 2 : Le modèle MSM :

Ce modèle fait intervenir comme expliqué dans le chapitre 2 (Le modèle Multi-State Model (MSM)) des systèmes de pièges qu'il est possible d'assimiler à des de puits ou minima d'énergie. Dans le modèle MSM, nous faisons intervenir trois puits dans lesquelles sont piégés des atomes d'hydrogène comme montré dans la Figure 5.41. De plus il est possible de passer d'un puits à l'autre en passant une barrière d'énergie par effet tunnel ou bien par excitation thermique.

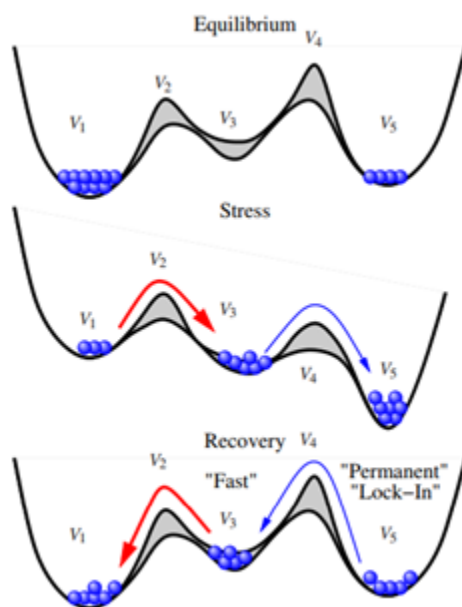


FIGURE 5.41 – le schéma du principe à trois états prenant en compte le stress et la relaxation.[102]

Le principe du modèle peut être schématisé Figure 5.42 où nous faisons intervenir plusieurs états possible et les transitions d'un état à un autre. Le schéma de la Figure 5.42 représente les chemins possibles pour passer d'un état à un autre via les défauts dit métastable 1' et 2'.

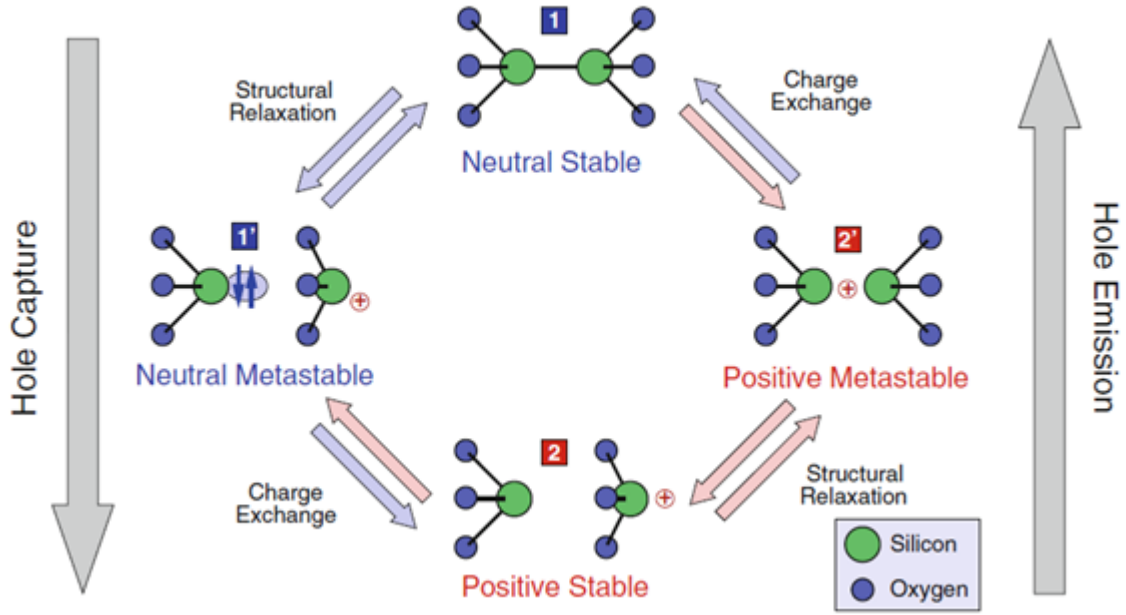


FIGURE 5.42 – Schéma représentant les chemins et les transitions de saut possible entre les minima d'énergies [96].

Nous aurons alors un ensemble d'équation différentielle couplée traduisant le passage d'un état vers un autre. Les équations de ce système sont données dans les équations 5.37 à 5.40.

$$\frac{\partial f_1}{\partial t} = -f_1 k_{13} + f_3 k_{31} \quad (5.37)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial t} = f_1 k_{13} - f_3 k_{31} - f_3 k_{35} + f_5 k_{53} \quad (5.38)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial t} = f_3 k_{35} - f_5 k_{53} \quad (5.39)$$

$$f_1 + f_3 + f_5 = 1 \quad (5.40)$$

Ces équations différentielles reposent sur des taux de transitions entre les états. Or ces taux sont définis par les équations 5.41 à 5.48.

$$k_{12'} = p\sigma\nu_{th} \exp(-\beta\epsilon_{12'}) \quad (5.41)$$

$$k_{2'2} = \nu_x \exp(-\beta\epsilon_{22'}) \quad (5.42)$$

$$k_{21'} = N_\nu \sigma\nu_{th} \exp(-\beta\epsilon_{21'}) \quad (5.43)$$

$$k_{1'1} = \nu_{1'} \exp(-\beta \epsilon_{1'1}) \quad (5.44)$$

$$k_{2'1} = N_{\nu} \sigma \nu_{th} \exp(-\beta \epsilon_{2'1}) \quad (5.45)$$

$$k_{22'} = \nu_2 \exp(-\beta \epsilon_{22'}) \quad (5.46)$$

$$k_{1'2} = p \sigma \nu_{th} \exp(-\beta \epsilon_{1'2}) \quad (5.47)$$

$$k_{12'} = \nu_1 \exp(-\beta \epsilon_{1'1}) \quad (5.48)$$

Dans ces équations,  $\epsilon_{x,y}$  représentent des énergies comme des énergies de barrières et elles sont définies par le diagramme donné dans la Figure 5.43. Le détail de ces paramètres est donné dans la liste suivante :

- $k_{12'}$  et  $k_{2'1}$  sont les taux de transition des états 1 vers 2' (respectivement 2' vers 1).
- $k_{2'2}$  et  $k_{22'}$  sont les taux de transition des états 2' vers 2 (respectivement 2 vers 2').
- $k_{21'}$  et  $k_{1'2}$  sont les taux de transition des états 2 vers 1' (respectivement 1' vers 2).
- $k_{1'1}$  et  $k_{11'}$  sont les taux de transition des états 1' vers 1 (respectivement 1 vers 1').
- $p$  est la concentration de trou.
- $\nu_{th}$  est la vitesse thermique des trous.
- $N_{\nu}$  est la densité d'état effective des trous dans la bande de valence.
- $\sigma$  est la section de capture des trous.
- $\beta$  est l'inverse de tension thermique (KT/q).
- $\epsilon_{T1}$  est la différence d'énergie entre les minima des états 1 et 2'.
- $\epsilon_{T2}$  est la différence d'énergie entre les minima des états 1' et 2.
- $\nu_1, \nu_{2'}, \nu_2, \nu_{1'}$  sont les fréquences attendus  $\sim 10^{13}$  /s.
- $\gamma$  est le paramètre d'accélération en champ.
- $E_{ox}$  est le champ électrique de l'oxide.
- $R$  est le ratio en fréquence. ( $R = \omega_1 / \omega_{2'}$ ).
- $R'$  est le ratio en fréquence ( $R' = \omega_{1'} / \omega_2$ ).



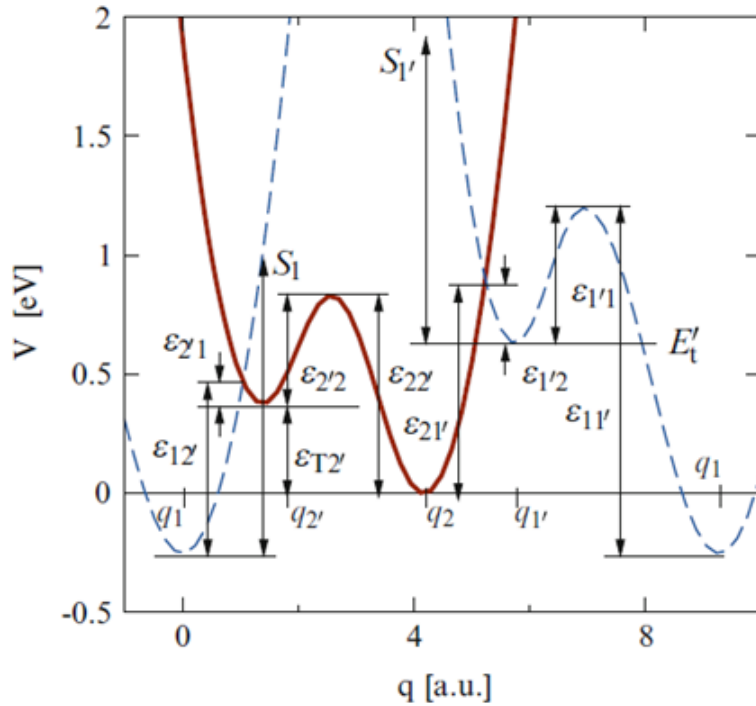


FIGURE 5.43 – Définition des énergies (de barrières) utilisées dans le modèle MSM. Il est supposé qu'il existe toujours une voie de transition alternative [96].

La liste des quantités définies dans la Figure 5.43 sont donnés ci-après en détails :  $-q_1$  est la coordonnée de réaction correspondant à l'état 1.

$-q_2'$  est la coordonnée de réaction correspondant à l'état 2'.

$-q_1'$  est la coordonnée de réaction correspondant à l'état 1'.

$-\epsilon_1$  est l'énergie minimum de l'état 1. Celui-ci à une distribution gaussienne de moyenne " $\epsilon_1$  mean" et de dispersion " $\epsilon_1$  spread".

$-\epsilon_{2'}$  est l'énergie minimum de l'état 2'. Celui-ci à une distribution gaussienne de moyenne " $\epsilon_{2'}$  mean" et de dispersion " $\epsilon_{2'}$  spread".

$-\epsilon_2$  est l'énergie minimum de l'état 2. Il est définie à 0.

$-\epsilon_{1'}$  est l'énergie minimum de l'état 1'. Celui-ci à une distribution gaussienne de moyenne " $\epsilon_{1'}$  mean" et de dispersion " $\epsilon_{1'}$  spread".

$-\epsilon_{12'}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 1 vers l'état 2'.

$-\epsilon_{21}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 2 vers l'état 1.

$-\epsilon_{2'2}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 2' vers l'état 2. Celui-ci à une distribution gaussienne de moyenne " $\epsilon_{2'2}$  mean" et de dispersion " $\epsilon_{2'2}$  spread".

$-\epsilon_{22'}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 2 vers l'état 2'.

$-\epsilon_{21'}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 2 vers l'état 1'.

$-\epsilon_{1'2}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 1' vers l'état 2.

$-\epsilon_{1'1}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 1' vers l'état 1. Celui-ci à une distribution gaussienne de moyenne " $\epsilon_{1'1}$  mean" et de dispersion " $\epsilon_{1'1}$  spread".

$-\epsilon_{11'}$  est la barrière d'énergie de la transition de l'état 1 vers l'état 1'.

$-Sh\omega$ ,  $Sh\omega'$  sont les énergie de relaxation.

### Annexe 3 : Simulateur du modèle Multi-State Model (MSM) :

Ce modèle a été introduit en 2008 [108] du fait que le modèle RD présentait des incohérences mais aussi que la littérature présentait de plus en plus de preuve montrant que le NBTI avait deux composantes. [109, 110, 111]. De plus le modèle GHR n'était pas suffisant du fait qu'il est difficile de séparer les composantes permanente et recouvrable de la dégradation totale et que ce modèle ne modélise que la composante dite permanente.

L'approche initiale de ce modèle est de considérer qu'il y a un système de piège dont les minima d'énergie sont proches et non égaux. Ces deux niveaux étant séparés par une barrière d'énergie [112, 113], celle-ci pouvant être surmonté par excitation thermique ou effet tunnel [113, 114].

Le schéma de ce système est donné en Figure 5.44 à gauche. Toutefois cette configuration ne permet pas de modéliser efficacement les données brutes. C'est dans cette optique qu'a été proposé le modèle MSM dont le principe est donné en schéma sur la Figure 2.14 à gauche.

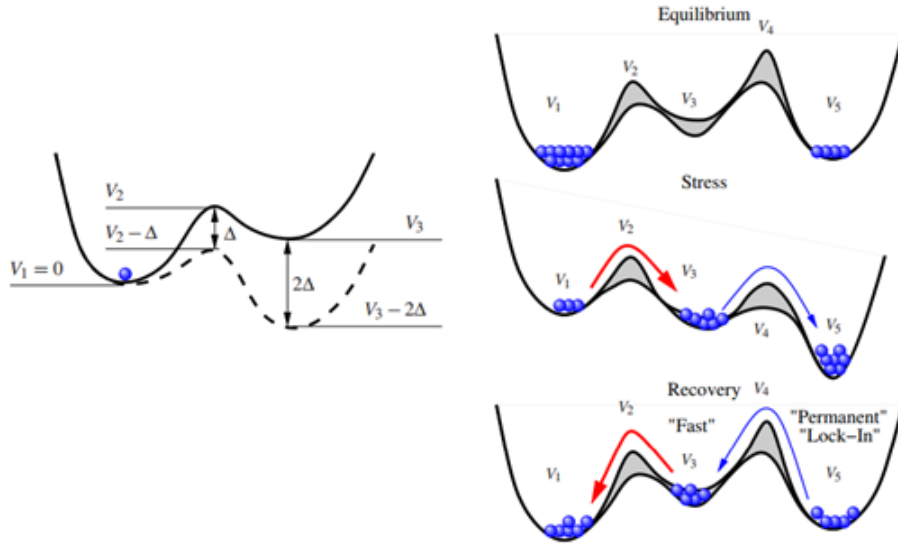


FIGURE 5.44 – Le schéma de droite représente le principe du modèle à deux états et à gauche le schéma du principe à trois états prenant en compte le stress et la relaxation. [108]

Le modèle équivalent en termes d'équation est donné dans les équations 5.49 à 5.52. Il s'agit de la résolution d'un système d'équations différentielles et nous considérons qu'il y a un atome d'hydrogène présent dans chaque puits.

$$\frac{\partial f_1}{\partial t} = -f_1 k_{13} + f_3 k_{31} \quad (5.49)$$

$$\frac{\partial f_3}{\partial t} = +f_1 k_{13} - f_3 k_{31} - f_3 k_{35} + f_5 k_{53} \quad (5.50)$$

$$\frac{\partial f_5}{\partial t} = +f_3 k_{35} - f_5 k_{53} \quad (5.51)$$

$$f_1 + f_3 + f_5 = 1 \quad (5.52)$$

Ce modèle a été implémenté dans un simulateur développé par R.P. Rao [115] en collaboration avec S. Mahapatra se basant sur les publications [108, 116-121] et qui est libre d'utilisation [115]. Le détail des équations et du modèle se trouve dans l'Annexe 1. Ce modèle introduit un grand nombre de paramètres. A titre d'exemple, nous pouvons citer : les taux de transitions  $k_{x,y}$  de l'état  $x$  vers l'état  $y$  ( $x$  et  $y$  prenant les valeurs des états) sont dépendant de nombreux paramètres  $k_{x,y}(p, \sigma, \nu_y, \epsilon_{x,y}, Nv\beta)$ , où

- $p$  est la concentration de trou.
- $\sigma$  est la section de capture des trous.
- $\nu_{th}$  est la vitesse thermique des trous.
- $\epsilon_{x,y}$  les énergies et énergie de barrière
- $\beta$  est l'inverse de la tension thermique. ( $\frac{k_B T}{q}$ )
- $\nu_x$  les fréquence attendues  $\sim 10^{13}/s$ .
- $Nv$  est la densité d'état effective de trous dans la bande de valence
- $T$  est la température.

Utilisant ce simulateur, nous cherchons à reproduire une courbe de relaxation faite à  $25^\circ C$  avec un  $V_{grelaxation} = 0V$  après un stress DC de 1500s. La Figure 5.45 montre le résultat de la simulation. À l'aide de ce simulateur pour des valeurs cohérentes avec la physique du silicium.

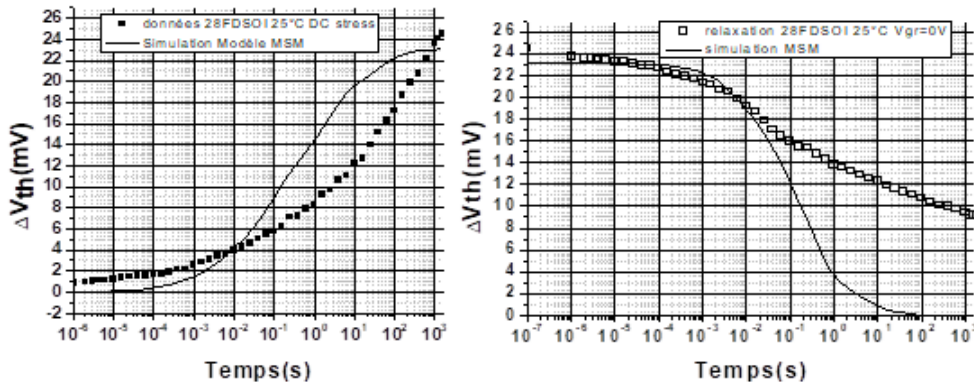


FIGURE 5.45 – Comparaison du modèle MSM avec les données obtenues sur des transistors PMOS en 28nm FDSOI à  $25^\circ C$ . A droite un stress DC à  $25^\circ C$  et à gauche la relaxation avec  $V_{grelaxation}=0V$  et  $25^\circ C$ . Les lignes représentent le modèle et les symboles les données.

Il est clair que ce modèle ne nous permet pas de modéliser la cinétique de dégradation de la tension de seuil lors d'une phase de stress, en effet en utilisant des valeurs pour les paramètres cohérents avec la physique du silicium, il semble que le modèle prédise une saturation pour le stress alors que nous ne l'observons pas. De plus la relaxation présente une très forte inflexion entraînant une relaxation très rapide et complète dans des temps courts.

Le point bloquant est que ce qui modélisé semble être essentiellement le piégeage et non la passivation. Toutefois en se servant du fait que la partie dite permanente peut être modéliser par un comportement de type logarithmique comme mentionné dans le chapitre 2 (Le modèle GHR " Gate Hydrogen Release "), alors il est possible de soustraire à la relaxation ce comportement afin de n'avoir que le comportement rapide et de le modéliser à l'aide du simulateur.

La Figure 5.46 montre cette décomposition de la relaxation, en soustrayant à la dégradation finale une composante logarithmique (courbe en noire) permettant la modélisation des temps long, nous voyons qu'il reste un résidu (courbe en rouge).

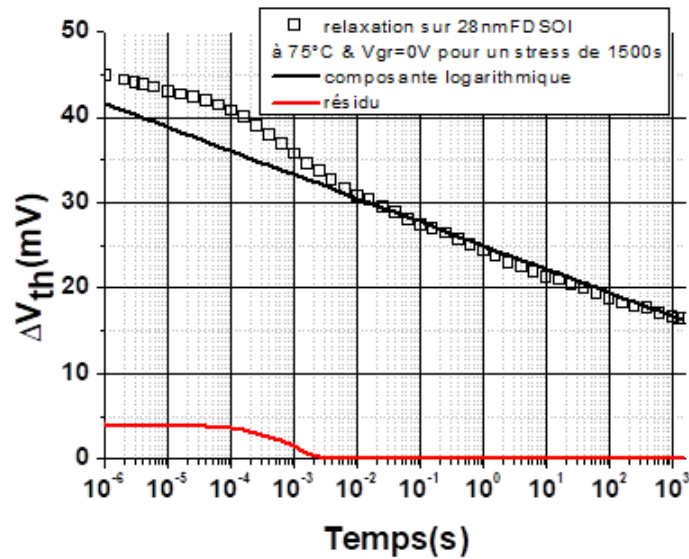


FIGURE 5.46 – Décomposition de la relaxation faite à 75°C sur des PMOS en 28nm FDSOI avec un  $V_{grelaxation}=0V$  (carré noir) en une tendance logarithmique (courbe noire) et un résidu (courbe rouge).

Nous modélisons alors le résidu à l'aide du simulateur, le résultat est présenté sur la Figure 5.47 et ce faisant nous obtenons aussi la contribution du stress.

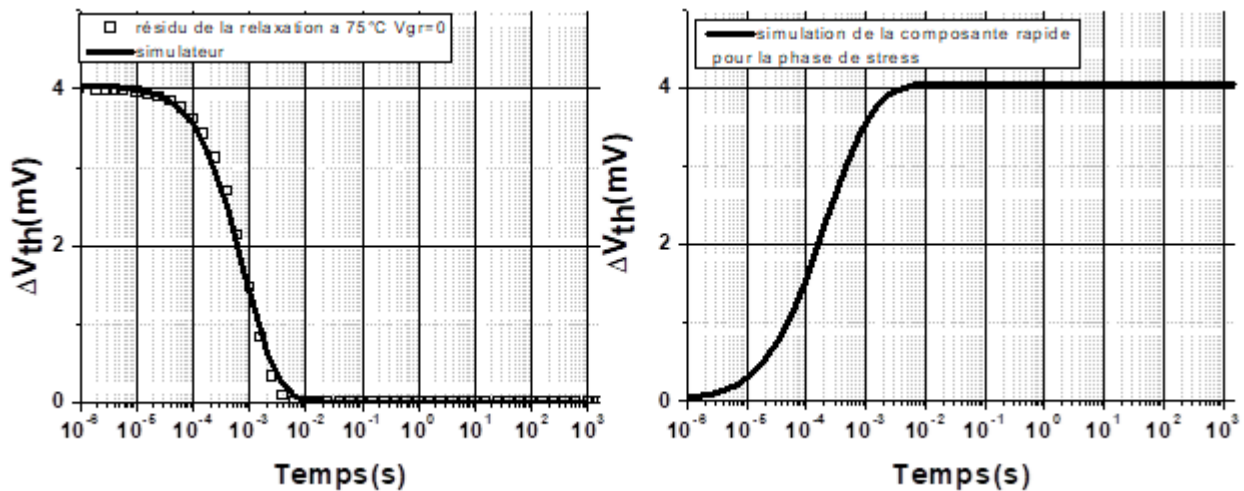


FIGURE 5.47 – A gauche le résidu de la relaxation modélisé avec le simulateur. A droite la contribution à la phase de stress prévu par le simulateur.

Nous pouvons alors soustraire ce résidu issue d'une composante rapide afin de modéliser la phase de stress qui n'est issue que de la partie permanente. Toutefois si les processus sont en série nous ne parviendrons pas à obtenir un comportement de type logarithmique en ce qui concerne la relaxation comme le montre clairement la Figure 5.46. De sorte qu'il ne sera pas possible de sommer les deux contributions afin d'obtenir la cinétique de la relaxation que nous avons obtenu expérimentalement. Si les processus sont en parallèle, alors c'est la vitesse du plus fort qui primera sur l'autre et nous relaxerons tout trop vite comme dans le cas de la relaxe de la Figure 5.47.

## Annexe 4 : Démonstration sur la somme d'exponentielles :

Nous allons montrer dans cette annexe que la somme d'exponentielles (pourvu qu'il y ait assez de termes) est mathématiquement égale à une loi de type logarithmique.

Soit une fonction exponentielle ayant la forme de celle décrite dans l'équation 5.53.

$$f(t) = \exp(-at) \quad (5.53)$$

La transformée de Laplace de cette fonction exponentielle est une fonction usuelle dont le résultat est reporté dans l'équation 5.54

$$L(f(t)) = F(p) = \frac{1}{p+a} \quad (5.54)$$

De plus, l'utilisation du théorème d'additivité des transformées de Laplace, nous donne alors le résultat reporté dans l'équation 5.55

$$L\left(\sum_n \exp(-a_n t)\right) = \sum_n F_n(P) \quad (5.55)$$

Considérant que cette sommation couvre neuf décades dans le domaine temporelle, Il est possible de faire l'hypothèse que cette sommation est continue dans le temps. De sorte que nous pouvons remplacer la sommation par une intégrale. Nous obtenons alors l'équation 5.56, si n est assez grand :

$$\sum_n F_n(P) \sim \int \frac{1}{p+a} dp \quad (5.56)$$

De plus si nous définissons au préalable que :

$$K = -a \quad (5.57)$$

Utilisant alors les équations 5.56 à 5.57, nous trouvons une intégrale remarquable dont le résultat est une loi logarithmique 5.58 :

$$\int \frac{1}{p+a} dp = \int \frac{1}{p-K} dp = \ln(|P-K|) + C \quad (5.58)$$

## Annexe 5 : Simulateur du modèle de IIT Bombay :

Le modèle de IIT Bombay, comme nous avons pu le voir dans le chapitre 2, nécessite un grand nombre de paramètres. De plus il nous faudrait calculer la quantité de  $\Delta V_{it}$  à l'aide d'un modèle RD puis d'un modèle TTOM dans le cas où il y aurait une relaxation. De plus obtenir les paramètres du modèle à partir de la littérature semble difficile puisqu'il a été montré dans la littérature que certaines des valeurs utilisés sont très éloignées de celle reportées dans la littérature.

En conséquence, une alternative est d'utiliser des mesures AC 50% afin d'obtenir  $\Delta V_{it}$  équivalent d'un stress DC. De plus nous utiliserons une exponentielle étiré pour calculer la composante  $\Delta V_{ht}$ . Enfin, nous ne travaillons pas à des tensions nécessitant l'ajout d'une contribution  $\Delta V_{ot}$ . L'équation simplifiée pour la phase de stress que nous proposons afin d'évaluer le modèle de IIT Bombay est donné dans les équations 5.59 et 5.60

$$\Delta V_{th} = \Delta V_{it} + \Delta V_{ht} \quad (5.59)$$

$$\Delta V_{ht} = A(Vg - V_{th})^p \left( 1 - \exp\left(-\left(\frac{t}{\tau}\right)^\beta\right)\right) \quad (5.60)$$

Les Figures 5.49 à 5.50 nous montre l'application du modèle en  $D_P/D_R$  sur trois expériences faite sur trois tensions différentes pour la technologie 28nm FDSOI.

L'application de ce modèle à un cas pratique nous donne les projections des durée de vie du modèle IIT Bombay que nous comparerons à celle que donne le modèle en  $D_P/D_R$ . Les valeurs prédites sont proches, en revanche, le modèle de IIT Bombay permet une meilleur modélisation des cinétiques pour les temps courts sur la fenêtre expérimentale  $10\mu s-100ms$  que le modèle  $D_P/D_R$  ou en puissance du temps comme nous l'avons montré dans le chapitre 3.

L'utilisation de notre modèle de stress (voir chapitre 3 équation 3.8) sur les même données, nous donne une meilleur modélisation des cinétiques, de plus nous obtenons des valeurs de projection aux mêmes conditions qui s'avère être moins pessimistes.

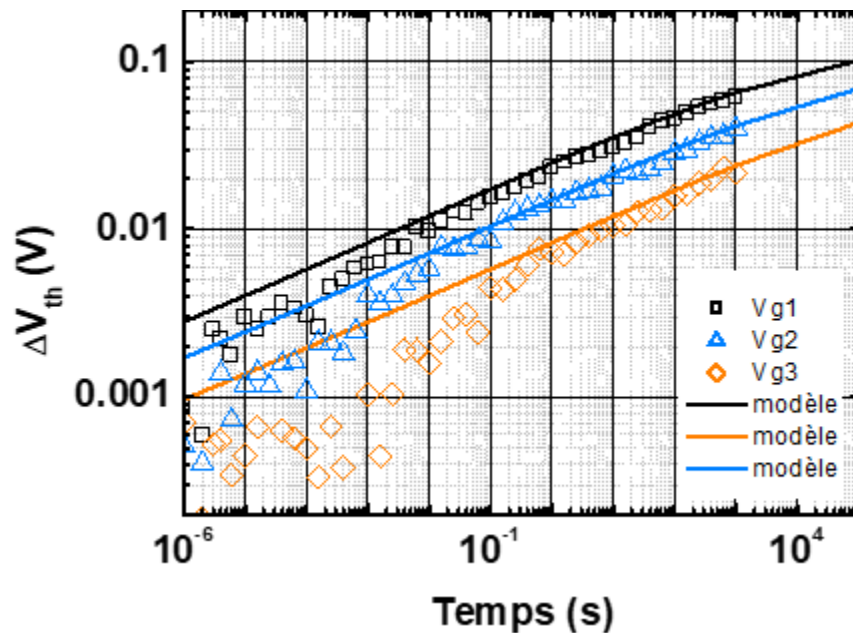


FIGURE 5.48 – Application du modèle  $D_P/D_R$  sur un ensemble de données faites à trois tensions différentes sur la technologie 28 nm FDSOI à 125°C.

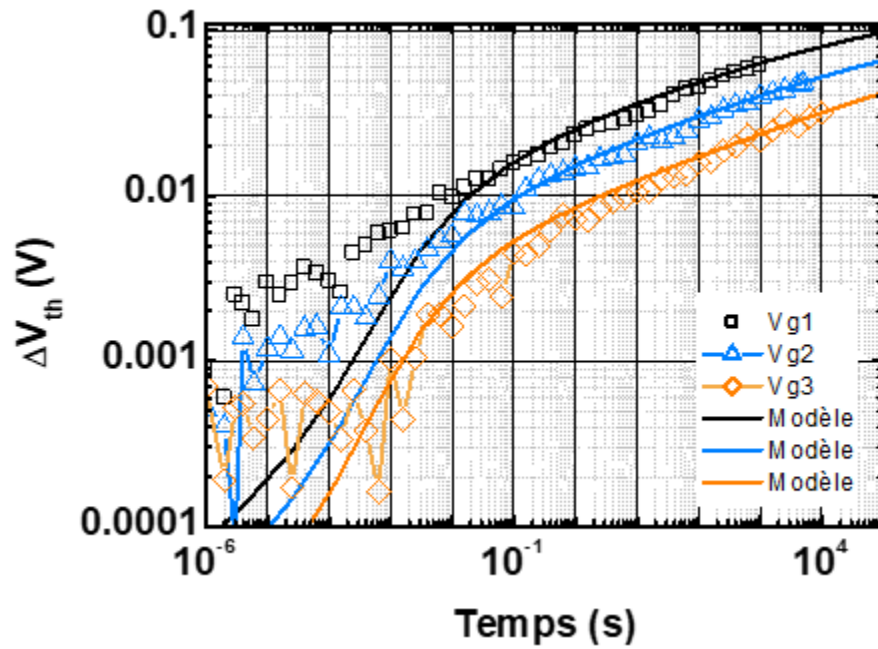


FIGURE 5.49 – Application du modèle IIT Bombay utilisant l'équation 5.60 sur les données faites à trois tensions différentes sur la technologie 28 nm FDSOI à 125°C.

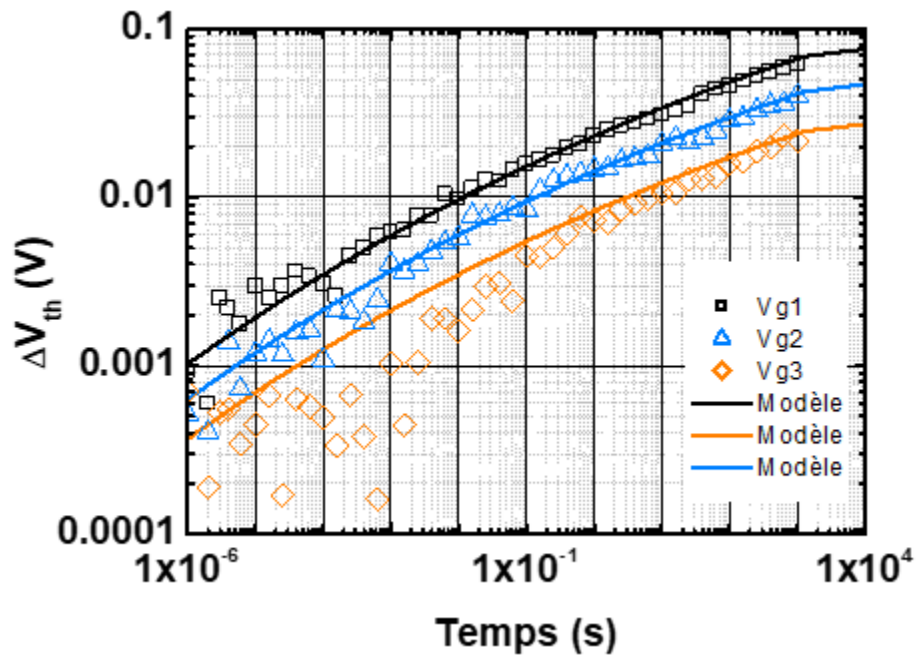


FIGURE 5.50 – Application de notre modèle de stress donné dans l'équation 3.8 sur un ensemble de données faites à trois tensions différentes sur la technologie 28 nm FDSOI à 125°C.

Le tableau 5.7 présente l'extrapolation des durées de vie projetées à la tension nominale d'utilisation pour 10 ans de stress DC pour les modèles  $D_P/D_R$ , le modèle IIT Bombay et de notre modèle.

Modèle	Durée de vie (mV)
Modèle en $D_P/D_R$	41
Modèle IIT Bombay	39
Notre modèle de stress	28

Tableau AN5.1 : Valeur des projections des durées de vie pour 10 années DC sur la technologie 28 nm FDSOI pour différents modèles.



## Annexe 6 : Réécriture du DCM :

Le DCM comme nous l'avons expliqué dans le chapitre 5, présente un certain nombres de problèmes (problèmes liée aux ordinateurs). A titre de rappel, nous réécrivons dans l'équation 5.61 la formule initiale proposé dans la littérature par B.Kaczer du model DCM [146].

$$CDF(\Delta V_{th}, \eta, Nt) = \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\exp(-N) N^n}{n!} \left( 1 - \frac{\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{(n-1)!} \right) \quad (5.61)$$

Cette formulation toutefois entraine certains problèmes, problèmes qui ont mis en évidence dans la Figure 5.9. La conséquence de ces limitations est que nous ne pouvons travailler qu'avec un petit nombre de défauts ce qui nous oblige à travailler sur des transistors nanométrique. Et c'est ce qui est présent dans l'ensemble de la littérature, nous pouvons a titre d'exemple citer les travaux suivants [135, 136, 137, 138, 139, 140, 141]. Nous avons donc cherchés comme mentionné dans le chapitre 5 à réécrire mathématiquement ce modèle afin de repousser au maximum ces limitations. Prenant la première partie de l'équation 5.61, il est possible de l'écrire différemment.

$$\sum_{n=1}^{+\infty} \frac{\exp(-N) N^n}{n!} = \exp(-N) \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{N^n}{n!} \quad (5.62)$$

L'équation 5.62 peut être écrite sous la forme donné dans l'équation 5.63.

$$\exp(-N) \sum_{n=1}^{+\infty} \frac{N^n}{n!} = \exp(-N) \sum_{n=1}^{+\infty} \prod_{j=1}^n \frac{N}{j} \quad (5.63)$$

Puis prenant la seconde la partie de l'équation 5.61, nous allons l'écrire différemment elle aussi. Nous allons notamment exprimé la fonction Gamma incomplète sous sa forme intégrale.

$$\left( 1 - \frac{\Gamma\left(n, \frac{\Delta V_{th}}{\eta}\right)}{(n-1)!} \right) = \left( 1 - \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{+\infty} \frac{t^{n-1} \exp(-t) dt}{(n-1)!} \right) \quad (5.64)$$

L'équation 5.64 peut être écrite différemment comme nous le montrons dans l'équation 5.65

$$\left( 1 - \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{+\infty} \frac{t^{n-1} \exp(-t) dt}{(n-1)!} \right) = \left( 1 - \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{+\infty} \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} \exp(-t) dt \right) \quad (5.65)$$

Nous retrouvons alors une forme que nous avons déjà transformé dans l'équation 5.63.

$$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!} = \prod_{k=1}^{n-1} \frac{t}{k} \quad (5.66)$$

Introduisant une constante A, il est alors possible d'écrire l'équation 5.66 sous la forme de l'équation 5.67.

$$\prod_{k=1}^n \frac{t}{k} = \prod_{k=1}^{n-1} \frac{t/450}{k/450} = \prod_{k=1}^n \frac{450/k}{450/n} t^{n-1} = \quad (5.67)$$

L'équation 5.61 pourra alors s'écrire sous la forme donnée dans l'équation 5.68.

$$CDF((\Delta V_{th}, \eta, Nt) = \sum_{n=1}^m \exp(-N) \left[ \prod_{j=1}^k \binom{N}{j} \right] \left[ 1 - \left( 1 - \frac{\prod_{k=1}^n \frac{A}{k}}{\frac{A}{n}} \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{+\infty} \left( \frac{t}{A} \right)^{n-1} \exp(-t) dt \right) \right] \quad (5.68)$$

Cette équation est équivalente à celle du DCM qui a été définie dans l'équation 5.13. Toutefois cette CDF n'est pas normalisée à 1. L'équation normalisée est donnée dans l'équation 5.18 et que nous rappelons dans l'équation 5.69

$$CDF_{DCM}(\Delta V_{th}, \eta, Nt) = \exp(-Nt) + \sum_{n=1}^m \left[ \exp(-Nt) \prod_{j=1}^n \binom{Nt}{j} \left[ 1 - \left( \frac{\prod_{k=1}^n \frac{k1}{k}}{\frac{k1}{n}} \int_{\frac{\Delta V_{th}}{\eta}}^{k2} \left( \frac{t}{450} \right)^{n-1} \exp(-t) dt \right) \right] \right] \quad (5.69)$$



# Bibliographie

- [1] Lilienfeld, J. E. "Method and apparatus for controlling electric currents," U. S. Patent No. 1,745,175 (Filed October 8, 1926. Issued January 18, 1930).
- [2] <https://www.gartner.com/newsroom/id/3758563> 12/02/2018
- [3] H.mathieu, Hervé Fanet, "Physique des semiconducteurs et des composants électroniques", 6ème édition, chap8, Dunod
- [4] Gordon E. Moore, "Cramming More Components Onto Integrated Circuits", Electronics, vol. 38,' 1965.
- [5] <http://www.itrs2.net/> 12/02/2018
- [6] H. Iwai "Future semiconductor manufacturing : challenges and opportunities. In Electron Devices Meeting, 2004. IEDM Technical Digest" IEEE International, pages 11-16, Dec 2004. 11
- [7] M. Rafik, "Caractérisation et modélisation de la fiabilité des transistors avancées à diélectriques de hautes permittivités et à grille métalliques," Ph.D. dissertation, 2005.
- [8] A. Wittkower, A. Auberton-Hervé, C. Maleville "Smart-Cut technology for SOI : a new high volume application for ion implantation", Ion Implantation Technology, 269-272, IEEE 2000
- [9] C. Gallon. "Architectures avancées de transistors CMOS SOI pour le noeud 32 nm et en deca : films ultra-fins, contraintes mécaniques, BOX mince et plan de masse," PhD thesis, Institut national polytechnique de Grenoble, 2007. 40, 41,45
- [10] D. Angot, V. Huard, X. Federspiel, F. Cacho, and A Bravaix "Bias temperature instability and hot carrier circuit ageing simulations specificities in utbb fdsoi 28nm node," In Reliability Physics Symposium (IRPS), 2013 IEEE International, pages 5D.2.1-5D.2.5, April 2013. 69, 78
- [11] V. Barral, T. Poiroux, F. Andrieu, C. Buj-Dufournet, O. Faynot, T. Ernst, L. Brevard, C. Fenouillet-Beranger, D. Lafond, J. M. Hartmann, V. Vidal, F. Allain, N. Daval, I. Cayrefourcq, L. Tosti, D. Munteanu, J. Autran, and S. Deleonibus, "Strained FDSOI CMOS technology scalability down to 2.5nm film thickness and 18nm gate length with a TiN/HfO2 gate stack," in Electron Devices Meeting, 2007. IEDM 2007. IEEE International, Dec 2007. pp. 61-64.
- [12] J. Mazurier, "Etude de la variabilité en technologie FDSOI : du transistor aux cellules mémoires SRAM," Ph.D. dissertation, 2012.
- [13] S.M. Sze, "Physics of Semiconductor Devices", J. Wiley and Sons, 1981
- [14] D.Angot, "Fiabilité et Variabilité temporelle des technologies CMOS 28-20nm, du transistor au circuit intégré" PhD thesis, Université d'Aix-Marseille, 2014
- [15] D. Fleury, "Contribution à l'étude expérimentale du transport dans les transistors de dimensions decanométrique des technologies CMOS sub 45nm", PhD thesis, Institut national polytechnique de Grenoble, 2008. 28

- [16] A. Subirats, "Caractérisation et modélisation de la fiabilité relative au piégeage dans des transistors décanométriques et des mémoires SRAM en technologie FDSOI", Ph.D. dissertation, 2015.
- [17] C. Mezzomo, "Modeling and characterization of the random fluctuations in electrical parameters of advanced CMOS", PhD thesis, Université de Grenoble, 2010
- [18] J. Croon, "Matching properties of deep sub-micron MOS transistor" Ph.D. dissertation, 2004.
- [19] M. Bukhori, S. Roy, and A. Asenov, "Simulation of statistical aspects of charge trapping and related degradation in bulk MOSFETs in the presence of random discrete dopants," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 4, pp. 795-803, April 2010.
- [20] X. Wang, A. Brown, N. Idris, S. Markov, G. Roy, and A. Asenov, "Statistical threshold voltage variability in scaled decanometer bulk HKMG MOSFETs : A full-scale 3-D simulation scaling study," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 8, pp. 2293-2301, Aug 2011.
- [21] D. Reid, C. Millar, G. Roy, S. Roy, and A. Asenov, "Understanding LER-induced statistical variability : A 35,000 sample 3D simulation study," in *Solid State Device Research Conference, 2009. ESSDERC '09. Proceedings of the European, Sept 2009*, pp. 423-426.
- [22] A. Asenov, S. Kaya, and A. Brown, "Intrinsic parameter fluctuations in decanometer MOSFETs introduced by gate line edge roughness," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 1254-1260, May 2003.
- [23] C. Shen, M.-F. Li, C. E. Foo, T. Yang, D.M. Huang, A. Yap, G.S. Samudra, and Y.-C. Yeo, "Characterization and Physical Origin of Fast  $V_{th}$  Transient in NBTI of pMOSFETs with SiON Dielectric," in *Proc. Intl. Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2006, pp. 333'336.
- [24] V.D. Maheta, E.N. Kumar, S. Purawat, C. Olsen, K. Ahmed, S. Mahapatra, "Development of an ultrafast on-the-fly IDLIN technique to study NBTI in plasma and thermal oxynitride p-MOSFETs," *IEEE Trans. Electron Devices* 55, 2614 (2008)
- [25] Y.-C. Huang, M.-H. Hsieh, T.-Y. Yew, W. Wang, D. Maji, Y.-H. Lee, W.-S. Chou and P.-Z. Kang, "Delay effects and frequency dependence of NBTI with sub-microsecond measurements," *IRPS*, pp.4A.2.1-4A.2.5, 2015
- [26] M. Denais, "Etude des phénomènes de dégradation de type negative bias temperature (nbt) dans les transistors MOS submicroniques des filière CMOS avancées," Ph.D. dissertation, 2005.
- [27] M. Denais, A. Bravaix, V. Huard, C. Parthasarathy, G. Ribes, F. Perrier, Y. Rey- Tauriac, N. Revil, "On-the-fly characterization of NBTI in ultra-thin gate oxide PMOSFET's", *Int. Electron Dev. Meeting*, 2004, pp. 109-112.
- [28] Keysight B1500A Semiconductor Device Analyzer, Data sheet, june 2017
- [29] Keysight Technologies B1530A Waveform Generator/ Fast Measurement Unit, User's guide, june 2017
- [30] Y.M. Randriamihaja, "Etude de la fiabilité des technologies CMOS avancées, depuis la création des défauts jusqu'à la dégradation des transistors," Ph.D. dissertation, 2012
- [31] S.M. Sze, "Physics of semiconductor devices", Ed. John Wiley and Sons (1981)
- [32] S. Markov, "Gate Leakage Variability in Nano-CMOS Transistors ", Ph.D. dissertation ,2009).
- [33] Y. Nishi, "Study of silicon-silicon dioxide structure by electron spin resonance II," *Japanese, Journal of Applied Physics*, vol. 10, no. 1, p. 52, 1971.
- [34] E. H. Poindexter, P. J. Caplan, B. E. Deal, and R. Razouk, "Interface states and electron spin resonance centers in thermally oxidized (111) and (100) silicon wafers," *Journal of Applied Physics*, vol. 52, no. 2, pp. 879-884, Feb 1981.
- [35] A. Stirling, A. Pasquarello, J.-C. Charlier, and R. Car, "Dangling bond defects at Si/SiO<sub>2</sub> interfaces : Atomic structure of the pb1 center," *Phys. Rev. Lett.*, vol. 85, pp. 2773-2776, Sep 2000.

- [36] J. P. Campbell, P. M. Lenahan, C. J. Cochrane, A. T. Krishnan, S. Krishnan, "AtomicScale Defects Involved in the Negative-Bias Temperature Instability", IEEE Tran. Dev.Mat. Reliab. 7, 540 (2007)]
- [37] A. Stesmans and V. V. Afanas'ev, "Electrical activity of interfacial paramagnetic defects in thermal (100) Si=SiO<sub>2</sub>," Phys. Rev. B, vol. 57, pp. 10 030-10 034, Apr 1998
- [38] W. Shockley and W. T. Read, "Statistics of the recombinations of holes and electrons," Phys. Rev., vol. 87, pp. 835-842, Sep 1952.
- [39] Y. T. Yeow, D. R. Lamb, and S. D. Brotherton, "An investigation of the influence of low temperature annealing treatments on the interface state density at the Si-SiO<sub>2</sub>," Journal of Physics D : Applied Physics, vol. 8, no. 13, p. 1495, 1975.
- [40] S. Agnello, "Gamma ray induced processes of point defect conversion in silica", Thesis(2000)
- [41] T. Grasser, B. Kaczer, W. Goes, H. Reisinger, T. Aichinger, P. Hehenberger, P.-J. Wagner, F. Schanovsky, J. Franco, M. Luque, and M. Nelhiebel, "The paradigm shift in understanding the bias temperature instability : From reaction-diffusion to switching oxide traps," Electron Devices, IEEE Transactions on, vol. 58, no. 11, pp. 3652-3666, Nov 2011.
- [42] J. McPherson, "Extended Mie-Gruneisen molecular model for time dependent dielectric breakdown in silica detailing the cristal roles of OSi'O<sub>3</sub> tetragonal bonding, stretched bonds, hole capture, and hydrogen release", Jour. Appl. Phys. 99, 083501 (2006)
- [43] R.A Weeks, "Paramagnétic resonance of lattice defects in irrdated quartz," Journal applied Physics, 27(11) :1376-1381, Nov1956. 59
- [44] J.P. Campbell, P.M. Lenahan, A.T. Krishnan, and S. Krishnan, Appl. Phys. Lett. 91 (2007).
- [45] A.S. Foster, F. Lopez Gejo, A. L. Shluger and R. M. Nieminen, "Vacancy and interstitial Defects in Hafnia", Phys. Rev. B, vol. 65, 2002
- [46] P. Hohenberg and W. Kohn, "Inhomogeneous Electron Gas", Phys. Rev. 136, 3B, p.864- 871, 1964.
- [47] Y. Miura and Y. Matukura, "Investigation of Silicon-Silicon Dioxide Interface Using MOS Structure," Jpn.J.Appl.Phys., vol. 5, p. 180, 1966.
- [48] A. Goetzberger and H. Nigh, "Surface Charge After Annealing of Al-SiO<sub>2</sub>-Si Structures Under Bias," Proc.IEEE, vol. 54, no. 10, p. 1454, 1966.
- [49] B. E. Deal, M. Sklar, and E. H. Snow, "Characteristics of the surface state charge (Q<sub>ss</sub>)of thermally oxidized silicon," Journal of the Electrochemical Society, vol. 114, no. 3, pp.266-274, 1967.
- [50] [https://scholar.google.com search phrase "Negative Bias Temperature Instability"](https://scholar.google.com/search/phrase/Negative+Bias+Temperature+Instability).
- [51] JEDEC STANDARD. "A Procedure for Measuring P-Channel MOSFET Negative Bias Temperature Instabilities," JESD90 NOVEMBER 2004, JEDEC SOLID STATE TECHNOLOGY ASSOCIATION
- [52] JEDEC STANDARD "Procedure for Wafer-Level DC Characterization of Bias Temperature Instabilities," JESD241 DECEMBER 2015 JEDEC SOLID STATE TECHNOLOGY ASSOCIATION
- [53] JEDEC "PUBLICATION FOUNDRY PROCESS QUALIFICATION GUIDELINES (Wafer Fabrication Manufacturing Sites)," JEP001A (Revision of JP001.01, May 2004) FEBRUARY 2014 JEDEC SOLID STATE TECHNOLOGY ASSOCIATION FABLESS SEMICONDUCTOR ASSOCIATION
- [54] K. O. Jeppson and C. M. Svensson, "Negative bias stress of MOS devices at high electric fields and degradation of mnos devices," Journal of Applied Physics, vol. 48, no. 5, pp. 2004-2014, 1977.
- [55] S. Ogawa and N. Shiono, "Generalized diffusion-reaction model for the low-field charge buildup instability at the Si-sio<sub>2</sub> interface," Phys. Rev. B, vol. 51, pp. 4218-4230, Feb 1995.

- [56] A. Islam, S. Mahapatra, S. Deora, V. Maheta, and M. Alam, "Essential Aspects of Negative Bias Temperature Instability (NBTI)," <http://www.nanohub.org>, 2011.
- [57] M.A.Alam, S.Mahapatra, "A comprehensive model of PMOS NBTI degradation," Special issue (NBTI) of Microelectronics Reliability, Vol45, NO.1, pp 71-81, January 2005
- [58] T. Grasser, et al. "The paradigm shift in understanding the bias temperature instability : From reaction-diffusion to switching oxide traps," Electron Devices, IEEE Transactions on, vol. 58, no. 11, pp. 3652-3666, Nov 2011.
- [59] M. Rafik, "Caractérisation et modélisation de la fiabilité des transistors avancées à diélectriques de hautes permittivités et à grille métalliques," Ph.D. dissertation, 2005.
- [60] D.Nouguier et al, "Improved analysis of NBTI relaxation behavior based on fast I-V measurement" IIRW 2016
- [61] T. Grasser, W. Göss, V. Sverdlov, and B. Kaczer, "The Universality of NBTI Relaxation and It's Implications for Modeling and Characterization," IEEE International Reliability Physics Symposium, pages 268-280, 2007.
- [62] B. Kaczer, T. Grasser, Ph. J. Roussel, J. Martin-Martinez2, R. O'Connor, B. J. O'Sullivan, G. Groeseneken, "Ubiquitous Relaxation in BTI stressing New Evaluation and Insights," inProc. IRPS, pp. 20-27, 2008
- [63] M. A. Alam, "A Critical Examination of the Mechanics of Dynamic NBTI for PMOSFETs," in IEDM Tech. Digest, 2003,p. 345.
- [64] V. Huard, M. Denais, and C. Parthasarathy, "NBTI Degradation : From Physical Mechanisms to Modelling," in Microelectr. Reliab. 46, 2006.
- [65] J. F. Zhang, M. H. Chang, and G. Groeseneken, "Effects of Measurement Temperature on NBTI," in IEEE Electron Dev. Lett. 28, 2007, p. 298.
- [66] V. Huard, C. Parthasarathy, N. Rallet, C. Guerin, M. Mammase, D. Barge, and C. Ouvrard, "New Characterization and Modeling Approach for NBTI Degradation from Transistor to Product Level," in Proc. IEDM, 2007, pp. 797'800.
- [67] V. Huard et al., "Design-in Reliability approach for NBTI and Hot-Carrier degradations in advanced nodes", in Transactions on device and materials reliability, 2007, p. 558.
- [68] T.L.Tewksbury III, "Relaxation Effects in MOS Devices due to Tunnel Exchange with Near-Interface Oxide Traps", Ph.D. dissertation, 1992
- [69] M. A. Alam, "A Critical Examination of the Mechanics of Dynamic NBTI for PMOSFETs," in IEDM Tech. Digest, 2003,p. 345.
- [70] J. F. Zhang, M. H. Chang, and G. Groeseneken, "Effects of Measurement Temperature on NBTI," in IEEE Electron Dev. Lett. 28, 2007, p. 298.
- [71] J. Franco et al., "On the recoverable and permanent components of hot carrier and NBTI in Si pMOSFETs and their implications in. Si<sub>0.45</sub>Ge<sub>0.55</sub> pMOSFETs," in Proc. IEEE Int. Rel. Phys. Symp. (IRPS),. Apr. 2011, pp. 6A.4.1'6A.4.6.
- [72] M. Denais et Al, "On-the-fly Characterization of NBTI in Ultra-Thin Gate Oxide pMOSFET's," in Proc. Intl.Electron Devices Meeting (IEDM), 2004, pp. 109'112. 81
- [73] V. Huard et Al, "New Characterization and Modeling Approach for NBTI Degradation from Transistor to Product Level," in Proc. Intl. Electron Devices Meeting, 2007, pp. 797'800. 18
- [74] S.Chakravarthi et al., "A comprehensive framework for predictive modeling of negative bias temperature instability," In Proc, IEEE IRPS2004, pp 273-282.
- [75] Huard V. and M. Denais, "Hole Trapping Effect on Methodology for DC and AC Negative Bias Temperature Instability Measurements in pMOS transistors," IEEE International Reliability Physics Symp. pp. 40-45 (2004)

- [76] Th. Aichinger, M. Nelhiebel, and T. Grasser, "Unambiguous Identification of the NBTI Recovery Mechanism using Ultra-Fast Temperature Changes," in Proc. Intl.Rel.Phys.Symp. (IRPS), 2009, pp. 2-7
- [77] B. Kaczer, V. Arkhipov, R. Degraeve, N. Collaert, G. Groeseneken, M. Goodwin, "Disorder-controlled-kinetics model for negative bias temperature instability and its experimental verification," Int. Reliability Phys. Symp. 2005, pp. 381-387.
- [78] T. Grasser, H. Reisinger, P. Wagner, B. Kaczer, F. Schanovsky, W. Gös, "The time dependent defect spectroscopy (TDDS) for the characterization of the bias temperature instability," Int. Reliability Phys. Symp. 2010, pp. 16-25.
- [79] P. M. Lenahan, "Atomic scale defects involved in MOS reliability problems," Microelectron. Eng., vol. 69, nos. 2-4, pp. 173-181,2003
- [80] J.P. Campbell, P.M. Lenahan, C.J. Cochrane, A.T. Krishnan, S. Krishnan, "Atomicscale defects involved in the negative-bias temperature instability," IEEE Trans. Device Mater. Reliab. 7 (2007) 540-557.
- [81] E. Cartier, J.H. Stathis, "Atomic hydrogen-induced degradation of the Si/SiO<sub>2</sub> structure," Microelectron. Eng. 28 (1995) 3-10.
- [82] J.H. Stathis, S. Mahapatra, T. Grasser, "Controversial issues in negative bias temperature instability", Microelectron. Reliab, vol. 81, pp. 244-251, 2018.
- [83] N. Parihar, N. Goel, A. Chaudhary and S. Mahapatra, "A Modeling Framework for NBTI Degradation Under Dynamic Voltage and Frequency Scaling," in IEEE Trans. Electron Devices, vol. 63, no. 3, pp. 946-953 (2016).
- [84] S.Mahapatra, S. Goel, N. Desai, S. Gupta, S. Jose, B. Mukhopadhyay, S. Joshi, K. Jain, A. Islam, A.E. Alam, M.A. "A Comparative Study of Different Physics-Based NBTI Models," Electron Devices, IEEE Transactions on , vol.60, no.3, pp.901,916, March 2013
- [85] K. L. Brower, Phys. Rev. B 38 (1988) 9657-9666.
- [86] S. Mahapatra, N. Parihar, S. Mishra; B. Fernandez and A. Chaudhary, "A BTI analysis tool (BAT) to simulate p-MOSFET ageing under diverse experimental conditions," IEEE Electron Devices Technology and Manufacturing Conference (EDTM), p.111, 2017
- [87] A. Chaudhary, B. Fernandez, N. Parihar and S. Mahapatra, "Consistency of the Two Component Composite Modeling Framework for NBTI in Large and Small Area p-MOSFETs," IEEE Trans. Electron Devices, p.256, v.64, 2017
- [88] T. Grasser, B. Kaczer, W. Goes, H. Reisinger, T. Aichinger, P. Hehenberger, P.- J. Wagner, F. Schanovsky, J. Franco, M. Toledano Luque, M. Nelhiebel, "The paradigm shift in understanding the bias temperature instability : from reaction-diffusion to switching oxide traps," IEEE Trans. Electron Dev. 58 (2011) 3652-3665.
- [89] T. Grasser, "Stochastic charge trapping in oxides : from random telegraph noise to bias temperature instabilities," Microelectron. Reliab. 52 (2012) 39-70.
- [90] T. Grasser, H. Reisinger, K. Rott, M. Toledano-Luque, B. Kaczer, "On the microscopic origin of the frequency dependence of hole trapping in pMOSFETs," Int. Electron Dev. Meeting, 2012, pp. 470-473.
- [91] T. Grasser, W. Goes, Y. Wimmer, F. Schanovsky, G. Rzepa, M. Walzl, K. Rott, H. Reisinger, V.V. Afanas'ev, A. Stesmans, A.-M. El-Sayed, A.L. Shluger, "On the microscopic structure of hole traps in pMOSFETs," Int. Electron Dev. Meeting, 2014, pp. 530-533.
- [92] Martin, R. : Electronic structure : Basic theory and practical methods, p. 173. Cambridge University Press, Cambridge (2004)



- [93] G. Rzepa, M. Waltl, W. Gös, B. Kaczer, J. Franco, T. Chiarella, N. Horiguchi, T. Grasser, "On the microscopic structure of hole traps in pMOSFETs," *Int. Symp. on VLSI Technology*, 2016 (2016-06-14-2016-06-16).
- [94] K. Giering, G. Rott, G. Rzepa, H. Reisinger, A. Puppala, T. Reich, W. Gustin, T. Grasser, R. Jancke, "Analog-circuit NBTI degradation and time-dependent NBTI variability : an efficient physics-based compact model," *Int. Reliability Phys. Symp. 2016 (4C-4-1-4C-4-6)*.
- [95] T. Grasser, P.-J. Wagner, H. Reisinger, Th. Aichinger, G. Pobegen, M. Nelhiebel, B. Kaczer, "Analytic modeling of the bias temperature instability using capture/ emission time maps," *Int. Electron Dev. Meeting*, 2011, pp. 618-621.
- [96] T. Grasser, "Bias Temperature Instability for Devices and Circuits", Springer. Chap17.3.4.1, 2014
- [97] T. Grasser et al., "Gate-sided hydrogen release as the origin of "permanent" NBTI degradation : From single defects to lifetimes," 2015 IEEE International Electron Devices Meeting (IEDM), Washington, DC, 2015, pp. 20.1.1-20.1.4.
- [98] N. Parihar et al, "Resolution of disputes concerning the physical mechanism and DC/AC stress/recovery modeling of Negative Bias Temperature Instability (NBTI) in p-MOSFETs," *Reliability Physics Symposium (IRPS)*, 2017
- [99] T. Grasser, B. Kaczer, W. Goes, T. Aichinger, P. Hehenberger, M. Nelhiebel, "A two stage model for negative bias temperature instability," *Int. Reliability Phys. Symp. 2009*, pp. 33-44.
- [100] T. Grasser, B. Kaczer, H. Reisinger, P.-J. Wagner, M. Toledano-Luque, "On the frequency dependence of the bias temperature instability," *Int. Reliability Phys. Symp. 2012*, pp. (XT8.1-XT8.7).
- [101] H. Reisinger, T. Grasser, W. Gustin, C. Schlunder, "The statistical analysis of individual defects constituting NBTI and its implications for modeling DC- and AC-stress," in *IEEE International Reliability Physics Symposium Proceedings*, p. 7 (2010)
- [102] Narendra Parihar ; Rakesh P Rao ; Souvik Mahapatra (2016), "BTI Simulator for Gate-sided Hydrogen Release (a.k.a Dispersive-Reaction) Model," <https://nanohub.org/re-s/24943>
- [103] J. P. Chiu, Y. H. Liu, H. D. Hsieh, C. W. Li, M. C. Chen, and T. Wang, *IEEE, Trans. Electron Devices* 60(3), 978-984 (2013).
- [104] M. Denais, A. Bravaix, V. Huard, C. Parthasarathy, C. Guerin, G. Ribes, F. Perrier, M. Mairy, and D. Roy, "Paradigm Shift for NBTI Characterization in Ultra-Scaled CMOS Technologies," *IEEE International Reliability Physics Symposium*, pages 735-736, 2006.
- [105] T. Grasser and B. Kaczer, "Negative Bias Temperature Instability : Recoverable versus Permanent Degradation," in *Proc. ESSDERC*, 2007, pp. 127-130.
- [106] Seongwook Choi, Sooyoung Park, Chang-Ki Baek, Young June Park, "Universal relaxation characteristic of interface trap under FN and NBTI stress in pMOSFET device," *Electronic Letters*, 25, 1877, 2014
- [107] T. Grasser, B. Kaczer and W. Goes, "An energy-level perspective of bias temperature instability," 2008 IEEE International Reliability Physics Symposium, Phoenix, AZ, 2008, pp.28-38
- [108] D.S. Ang, S. Wang, and C.H. Ling, "Evidence of Two Distinct Degradation Mechanisms from Temperature Dependence of Negative Bias Stressing of the Ultrathin Gate p-MOSFET," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 26, no. 12, pp. 906-908, 2005
- [109] C. Shen, M.-F. Li, C. E. Foo, T. Yang, D.M. Huang, A. Yap, G.S. Samudra, and Y.-C. Yeo, "Characterization and Physical Origin of Fast Vth Transient in NBTI of pMOSFETs with SiON Dielectric," in *Proc. IEDM*, 2006, pp. 333-336.

- [110] A. Haggag, G. Anderson, S. Parihar, D. Burnett, G. Abeln, J. Higman, and M. Moosa, "Understanding SRAM High-Temperature-Operating-Life NBTI : Statistics and Permanent vs Recoverable Damage," in Proc. IRPS, 2007, pp. 452'456.
- [111] W. Kauzmann, "Dielectric Relaxation as a Chemical Rate Process," *Rev.Mod.Phys*, vol. 14, no. 1, pp. 12'44, 1942.
- [112] J.R. Jameson, W. Harrison, P.B. Griffin, J.D. Plummer, and Y. Nishi, "A Semiclassical Model of Dielectric Relaxation in Glasses," *J.Appl.Phys.*, vol. 100, no. 1, pp. 124101, 2006
- [113] W.A. Phillips, "Tunneling States in Amorphous Solids," *J.Low.Temp.Phys*, vol. 7, no. 3/4, pp. 351'360, 1972.
- [114] Rakesh P Rao ; Narendra Parihar ; Sujay Desai ; Souvik Mahapatra (2016), "BTI Simulator for Multi-State Extended Non-radiative Multi-phonon Model (a.ka. Multi-State-Model)," <https://nanohub.org/re-s/24942>.
- [115] T. Grasser, "Stochastic charge trapping in oxides : From random telegraph noise to bias temperature instabilities," *Microelectronic. Rel.*, vol. 52, no. 1, pp. 39-70, Jan. 2012.
- [116] W.Goes et al. , "Advanced Modeling of Oxide Defects in Bias Temperature Instability for Devices and Circuits," T.Grasser ,Ed.,1st ed., New York :Springer-Verlag,2014, ch.16,pp. 409-446
- [117] Huang, K. and Rhys, A., 1950, December. "Theory of light absorption and non-radiative transitions in F-centres",. In *Proceedings of the Royal Society of London A : Mathematical, Physical and Engineering Sciences* (Vol. 204, No. 1078, pp. 406-423). The Royal Society.
- [118] Henry, C.H. and Lang, D.V., 1977."Nonradiative capture and recombination by multiphonon emission in GaAs and GaP," *Physical Review B*, 15(2), p.989.
- [119] Fowler, W.B., Rudra, J.K., Zvanut, M.E. and Feigl, F.J., 1990. "Hysteresis and Franck-Condon relaxation in insulator-semiconductor tunneling," *Physical Review B*, 41(12), p.8313.
- [120] Stoneham, A.M., 1981. "Non-radiative transitions in semiconductors". *Reports on Progress in Physics*, 44(12), p.1251.
- [121] T. Grasser, et al, "The Time Dependent Defect Spectroscopy (TDDS) for the Characterization of the Bias Temperature Instability," in Proc. Intl.Rel.Phys.Symp. (IRPS), May 2010, pp. 16'25
- [122] A.Subirats "Caractérisation et modélisation de la fiabilité relative au piégeage de charges dans des transistors décanométriques et mémoires SRAM en technologie FDSOI," Ph.D. dissertation, 2012
- [123] T.Grasser , "Bias Temperature Instability for Devices and Circuits," New York :Springer, 2014
- [124] S. Rangan, N. Mielke and E. C. C. Yeh, "Universal recovery behavior of negative bias temperature instability PMOSFETs," in *International Electron Devices Meeting (IEDM) Digest*, pp. 14.3.1-14.3.4,2003
- [125] M. A. Alam, S. Mahapatra, A. Islam, and A. Jain, "On the universality of negative bias temperature degradation," in *Integrated Reliability Workshop Final Report (IRW)*, 2010 IEEE International, Oct. 2010, p. 1.
- [126] H. Reisinger, T. Grasser, W. Gustin, and C. Schlünder, "The Statistical Analysis of Individual Defects Constituting NBTI and its Implications for Modeling DC- and AC-Stress," in Proc. Intl.Rel.Phys.Symp. (IRPS), May 2010, pp. 7-15
- [127] T.Grasser, "Bias Temperature Instability for Devices and Circuits", Springer. Chap17.3.4.1, 2014
- [128] A. Subirats, et al., "A new gate pattern measurement for evaluating the BTI degradation in circuit conditions", 2014 IEEE International Reliability Physics Symposium, pp.5-6, 2014.
- [129] N. Goel, N. Nanaware and S. Mahapatra, "Ultrafast AC-DC NBTI Characterization of Deep IL Scaled HKMG p-MOSFETs," in *IEEE Electron Device Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1476-1478, Dec. 2013

- [130] N. Goel, T. Naphade, S. Mahapatra, "Combined trap generation and transient trap occupancy model for time evolution of NBTI during DC multi-cycle and AC stress," in IEEE International Reliability Physics Symposium Proceedings, p. 4A.3 (2015)
- [131] V. Huard, M. Denais, C. Parthasarathy, "NBTI degradation : from physical mechanism to modeling", in Microelectronic Reliability," Vol. 46, No. 1, pp. 123, 2006
- [132] S. Dehora et al, "A Comparative NBTI Study of HfO<sub>2</sub>, HfSiO<sub>x</sub>, and SiON p-MOSFETs Using UF-OTF IDLIN Technique," IEEE Electron Device Letters, Vol 30, 2009
- [133] S. Mahapatra, V.D. Maheta, A.E Islam, M.A Alam, "Isolation of NBTI Stress Generated Interface Trap and Hole-Trapping Components in PNO p-MOSFETs," IEEE Transactions on Electron Devices, Vol 56, 2009
- [134] N. Goel, "A comprehensive DC/AC model for ultra-fast NBTI in deep EOT scaled HKMG p-MOSFETs," Reliability Physics Symposium, 2014.
- [135] G.A. Du, D.S. Ang, Y.Z. Hu, S. Wang and C.M. Ng, "Physical framework for NBTI : Insight from ultra-fast switching measurement of NBTI recovery," Reliability Physics Symposium, pp. 735-736, April.2008
- [136] N. Parihar, R. Southwick, M. Wang, James Stathis, S. Mahapatra, "Modeling of NBTI time kinetics and T dependence of VAF in SiGe p-FinFETs," IEDM.2017
- [137] D.S. Ang, S. Wang, C.H. Ling, "Evidence of two distinct degradation mechanisms from temperature dependence of negative bias stressing of the ultrathin gate p-MOSFET," IEEE Electron Device Letters, Vol 26, 2005
- [138] X. Ji et al, "CMOS NBTI degradation and recovery behaviors in a wide temperature range " Solid-State and Integrated Circuit Technology (ICSICT)," 2010
- [139] H. Fang, K. S. Krisch, B. J. Gross, C. G. Sodini, J. Chung, D. A. Antoniadis, "Low-temperature furnace grown reoxidized nitrided oxide gate dielectrics as a barrier to boron penetration", IEEE Electron Dev. Lett., vol 13, pg 217-219, 1992.
- [140] Z. J. Ma, J. C. Chen, Z. H. Liu, J. T. Krick, Y. C. Cheng, C. Hu, P. K. KO, "Suppression of boron penetration in pi poly-silicon gate P-MOSFETs using low-temperature gate-oxide N<sub>2</sub>O anneal", IEEE Electron Dev. Lett., vol 15, pg 109-111, 1994.
- [141] B. Piot, K. Barla, B. Garcin, A. Straboni, "Boron Diffusion Effects from p+ Poly-silicon gate in Thin Thermal Oxide and Plasma Nitrided Oxide", Microelectronic. Eng., vol 15, Pg 475-478, 1991.
- [142] M. L. Green, D. Brasen, K. W. Evans-Lutterodt, L. C. Feldman, K. Krish, W. Lennard, H. T. Tang, L. Manchanda and M. T. Tang, "Rapid thermal oxidation of silicon in N<sub>2</sub>O between 800 and 1200°C : Incorporated nitrogen and interfacial roughness", ADPI. Phys. Lett., vol 65, k 848-850, 1994.
- [143] D. Chong, W.J. Yoo, C.M. Lek, "Plasma charging damage immunities of rapid thermal nitrided oxide and decoupled plasma nitrided oxide," IPFA, 2003
- [144] J.L. Everaert; T. Conard; M. Schaeckers, "SiON gate dielectric formation by rapid thermal oxidation of nitrided Si," Advanced Thermal Processing of Semiconductors, 2005.
- [145] D.K. Shih, D.L. Kwong, S. Lee, "Short-channel MOSFETs with oxynitride gate dielectrics fabricated using multiple rapid thermal processing," Electronics Letters, Vol 25, 1989
- [146] B. Tavel, et al, "Thin oxynitride solution for digital and mixed-signal 65nm CMOS platform," IEEE International Electron Device Meeting (IEDM2003) proceedings, 2003
- [147] T. Hori, H. Iwasaki, Y. Naito, H. Esaki, "Electrical Nitrided and Physical Characteristics of Thin Oxides Prepared by Rapid Thermal Nitridation," IEEE Trans. Elec. Dev., vol. ED -34, 1987

- [148] A.Litty, "Conception, fabrication, caractérisation et modélisation de transistors MOSFET haute tension en technologie avancée SOI (Silicon-On-Insulator)," Ph.D. dissertation, 2016, pp 91-93
- [149] J. Skellam, *J. Royal Stat. Soc., Series A*, v.109, p. 296 (1946).
- [150] D. Angot, V. Huard, L. Rahhal, A. Cros, X. Federspiel, A. Bajolet, Y. Carminati, M. Saliva, E. Pion, F. Cacho, A. Bravaix, "BTI variability fundamental understandings and impact on digital logic by the use of extensive dataset," *Int. Electron Devices Meeting (IEDM) Tech. Dig.*, pp. 15.4.1-15.4.4 (2013).
- [151] P.S. Laplace : "Théorie analytique des probabilités," 1812
- [152] Henry William Watson, Francis Galton, "On the Probability of the Extinction of Families," *Journal of the Anthropological Institute of Great Britain*, volume 4, pages 138-144, 1875.
- [153] B. Kaczer, P. Roussel, T. Grasser, and G. Groeseneken, "Statistics of multiple trapped charges in the gate oxide of deeply scaled MOSFET devices - application to NBTI," *Electron Device Letters, IEEE*, vol. 31, no. 5, pp. 411-413, May 2010.
- [154] A. Asenov, R. Balasubramaniam, A. R. Brown, and J. H. Davies, *IEEE T. Electron Dev.*50, 839 (2003).
- [155] K. Takeuchi, T. Nagumo, S. Yokogawa, K. Imai, and Y. Hayashi, *Proc. VLSI Symp. Tech.*, 54 (2009).
- [156] A. Ghetti, C. M. Compagnoni, A. S. Spinelli, and A. Visconti, *IEEE T. Electron Dev.*56, 1746-1752 (2009).
- [157] W.Weibull."A statistical distribution function of wide applicability," *J appl.Mech.* Vol. 18, pp. 293-297
- [158] S.D.Poisson, "Recherches sur la probabilité des jugements en matières criminelles et en matière civile," Paris, Bachelier, 1837, - gallica.bnf.fr
- [159] C. Prasad, M. Agostinelli, J. Hicks, S. Ramey, C. Auth, K. Mistry, S. Natarajan, P. Packan, I. Post, S. Bodapati, M. Giles, S. Gupta, S. Mudanai, K. Kuhn, "Bias temperature instability variation on SiON/Poly, HK/MG and trigate architectures," *Reliability Physics Symposium, 2014 IEEE International* , vol., no., pp.6A.5.1,6A.5.7, 1-5 June 2014.
- [160] J. Franco, B. Kaczer, M. Toledano-Luque, P.J. Roussel, J. Mitard, L. A Ragnarsson, L. Witters, T. Chiarella, M. Togo, N. Horiguchi, G. Groeseneken, M.F. Bukhori, T. Grasser, and A Asenov, "Impact of single charged gate oxide defects on the performance and scaling of nanoscaled fets," In *Reliability Physics Symposium (IRPS), 2012 IEEE International*, pages 5A.4.1-5A.4.6, April 2012. 114
- [161] A. Oshima et al., "Physical-based RTN modeling of ring oscillators in 40-nm SiON and 28-nm HKMG by bimodal defect-centric behaviors," in *SISPAD*, Sept 2016, pp. 327-330.
- [162] L.M. Procel ; L. Trojman ; F. Crupi, "Temperature study of defect generation, under channel hot carrier stress for 35-nm gate length MOSFETs using the Defect-Centric perspective," in *ANDESCON*, 2016
- [163] L. M. Procel, F. Crupi, J. Franco, L. Trojman, and B. Kaczer, "Defect Centric Distribution of Channel Hot Carrier Degradation in NanoMOSFETs," *IEEE Electron Dev. Lett.*, vol. 35(12), pp. 1167-1169 (2014).
- [164] M. Simicic, V. Putcha, B. Parvais, P. Weckx, B. Kaczer, G. Groeseneken, "Advanced MOSFET variability and reliability characterization array," *IEEE Int. Integrated Reliab. Workshop (IIRW) Final Report*, (2015).
- [165] P. Weckx, B. Kaczer, C. Chen, J. Franco, E. Bury, K. Chanda, J. Watt, Ph. J. Roussel, F. Catthoor, G. Groeseneken, "Characterization of time-dependent variability using 32k transistor arrays in an advanced HK/MG technology," *Proc. Int. Reliab. Phys. Symp. (IRPS)*, pp. 3B.1.1-3B.1.6 (2015).
- [166] B. Kaczer et al., "The defect-centric perspective of device and circuit reliability. From individual defects to circuits," 2015 45th European Solid State Device Research Conference (ESSDERC), Graz, 2015, pp. 218-225.
- [167] T. Grasser, H. Reisinger, P. Wagner, B. Kaczer, "Time-dependent defect spectroscopy for characterization of border traps in metal-oxide-semiconductor transistors," *Phys. Rev. B* 82 (2010).

- [168] Nicholas Metropolis et Stanislaw Ulam, "The Monte Carlo Method," *Journal of the American Statistical Association*, vol. 44, no 247, septembre 1949, p. 335-341
- [169] J. P. Chiu et al., "A comparative study of NBTI and RTN amplitude distributions in high-k gate dielectric pMOSFETs," *IEEE EDL*, pp.176- 178, 2012
- [170] T. Grasser, H. Reisinger, W. Goes, T. Aichinger, P. Hehenberger, P. Wagner, M. Nelhiebel, J. Franco, and B. Kaczer, "Switching Oxide Traps as the Missing Link between Negative Bias Temperature Instability and Random Telegraph Noise," in *Proc. Intl. Electron Devices Meeting (IEDM)*, 2009, pp. 729-732.
- [171] B. Kaczer, T. Grasser, P.J. Roussel, J. Franco, R. Degraeve, L. Ragnarsson, E. Simoen, G. Groeseneken, and H. Reisinger, "Origin of NBTI variability in deeply scaled pFETs," in *IEEE Intl. Rel. Phys. Symp*, pp.26-32, 2010.
- [172] T. Grasser, B. Kaczer, W. Goes, H. Reisinger, T. Aichinger, P. Hehenberger, P.-J. Wagner, F. Schanovsky, J. Franco, P. J. Roussel, and M. Nelhiebel, "Recent advances in understanding the bias temperature instability", *Int. Electron Devices Meeting Tech. Dig.*, 4.4.1-4.4.4 (2010).
- [173] T. Grasser(ed), "Bias Temperature Instability for Devices and Circuits" New York :Springer, pp 168-169, 2014
- [174] D. Nougquier, M. Rafik, and X. Federspiel, "Comparison between recoverable and permanent NBTI variability components," in *IEEE International Integrated Reliability Workshop (IIRW)*, 2015, pp. 87-90.
- [175] D. Nougquier, G. Ghibaudo, X. Federspiel, M. Rafik and D. Roy, "Characterization and modeling of NBTI permanent and recoverable components variability," in *IEEE Proc. International Reliability Physics Symposium (IRPS)*, pp. XT-08-1-XT-08-6, 2016.
- [176] P. Weckx, B. Kaczer, C. Chen, P. Raghavan, D. Linten, A. Mocuta, "Relaxation of time-dependent NBTI variability and separation from RTN", *Reliability Physics Symposium (IRPS)2017 IEEE International*, pp. XT-9.1-XT-9.5, 2017.

## Publications

Premier auteur :

D.Nouguier, M. Rafik, X. Federspiel, D. Roy, "Comparison between recoverable and permanent NBTI variability components," International integrated reliability workshop (IIRW), 2015

D. Nouguier, G. Ghibaudo, M. Rafik, X. Federspiel, D.Roy, "Characterization and modeling of NBTI permanent and recoverable components variability," International integrated reliability workshop (IIRW), 2016

D. Nouguier, G. Ghibaudo, X. Federspiel, M. Rafik, D. Roy "Improved Analysis of NBTI relaxation behavior based on fast I-V measurement," International reliability physic symposium 2016 (IRPS)(IRPS Best poster award 2016)

D. Nouguier, X. Federspiel, G. Ghibaudo, M. Rafik, D.Roy, "New NBTI models for degradation and relaxation kinetics valid over extended temperature and stress/recovery ranges" Microelectronics Reliability journal 2018 (papier invité)

D. Nouguier, G. Pananakakis, G. Ghibaudo, X. Federspiel, M.Rafik, D. Roy, "On the cumulative distribution function of the defect centric model for BTI reliability" Microelectronics Reliability journal 2019 Co-auteur :

X. Federspiel, D. Nouguier, D. Ney, T. Ya, "Conductivity and reliability of 28nm FDSOI Middle of the line dielectrics," International reliability physic symposium 2017 (IRPS)

C. -M. V. Lu, F. Deprat, C. Fenouillet-Beranger, P. Batude, X. Garro,; A. Tsiara, C. Leroux, R. Gassilloud, D. Nouguier, D. Ney, X. Federspiel, P. Besombes, A. Toffoli, G. Romano, N. Rambal, V. Delaye, D. Barge, M. -P. Samson, B. Previtali, C. Tabone, L. Pasini, L. Brunet, F. Andrie, J. Micoud, T. Skotnicki, M. Vinet "Key process step for high performance and reliable 3D Sequential Integration," Very Large Scale Integration symposium(VLSI)

C. Fenouillet-Beranger, S. Beaurepaire, F. Deprat, A. Ayres de Sousa, L. Brunet, P. Batude, O. Rozeau, F. Andrieu, P. Besombes, M-P. Samson, B. Previtali, F. Nemouchi, G. Rodriguez, P. Rodriguez, R. Famulok, N. Rambal, V. Balan, Z. Saghi, V. Jousseau, C. Guerin, F. Ibars, F. Proud, D. Nouguier, D. Ney, V. Delaye, H. Dansas, X. Federspiel, M. Vinet, "Guidelines for intermediate back end of line (BEOL) for 3D sequential integration," European Solid-State Device Research Conference 2017 (ESSDERC)

#### Résumé de la thèse en Français :

L'industrie microélectronique arrive à concevoir des transistors atteignant des dimensions de l'ordre de la dizaine de nanomètres. Et ce faisant elle tend à atteindre ses limites en termes de réduction des dimensions des transistors CMOS. Or à ces dimensions, la fiabilité et la variabilité des dispositifs prennent une ampleur critique en ce qui concerne les prédictions de durée de vie et de garantie des composants. Parmi les aspects critiques, la dégradation NBTI (Négative Bias Temperature Instability) représente l'un des plus gros défis en termes de fiabilité. Cette dégradation tire son origine d'un piégeage de charge dans l'oxyde de grille et est responsable pour une grande partie de la dégradation des transistors. Son étude, sa modélisation deviennent alors capitales dans un contexte industriel. Cette thèse s'appuie sur la caractérisation expérimentale de cette dégradation et propose un modèle pour la phase de stress et la de relaxation propre au NBTI. Nous proposons également des améliorations du modèle permettant de modéliser la variabilité induite par cette dégradation. Et un nouveau modèle plus efficace : le DDCM (Dual Defect Centric Model).

#### Résumé de la thèse en Anglais :

The microelectronics industry is able to design transistors reaching dimensions of the order of ten nanometers. And doing this, we are reaching the limits in terms of size reduction of CMOS transistors. At these dimensions, the reliability and variability of the devices is critical in terms of lifetime prediction and component warranty. Among the critical aspects, NBTI (Negative Bias Temperature Instability) degradation represents one of the biggest challenges in terms of reliability. This degradation coming from a charge trapping in the gate oxide is responsible for a large part of the degradation of the transistors. Studying and modeling it is crucial for the industry. This thesis, based on the experimental characterization of this degradation, proposes a model for the stress and relaxation phase specific to NBTI. This thesis, based on the experimental characterization of this degradation, proposes a model for the stress and relaxation phase specific to NBTI. We also propose improvements of the model able to model the variability induced by this degradation. And a new, more efficient model: the DDCM (Dual Defect Centric Model).

