



HAL
open science

Analyse et caractérisation des performances électriques de composants en nitrure de Gallium

Maroun Alam

► **To cite this version:**

Maroun Alam. Analyse et caractérisation des performances électriques de composants en nitrure de Gallium. Electronique. INSA de Lyon, 2023. Français. NNT : 2023ISAL0004 . tel-04220620

HAL Id: tel-04220620

<https://theses.hal.science/tel-04220620>

Submitted on 28 Sep 2023

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.



N°d'ordre NNT : 2023ISAL0004

**THESE de DOCTORAT DE L'INSA LYON,
membre de l'Université de Lyon**

**Ecole Doctorale N° ED160
Electrotechnique Electronique Automatique**

Spécialité/ discipline de doctorat :
Génie Electrique

Soutenue publiquement le 26/01/2023, par :
Maroun ALAM

**Analyse et caractérisation des
performances électriques de composants
en nitrure de gallium**

Devant le jury composé de :

MORANCHO, Frédéric, Professeur, LAAS-CNRS
BATUT, Nathalie, Maître de Conférences HDR, Université de Tours
KHATIR, Zoubir, Directeur de Recherche, Université Gustave Eiffel
PLANSON, Dominique, Professeur, INSA-LYON
MOREL, Hervé, Directeur de Recherche, INSA-LYON
PHUNG, Luong-Viet, Maître de Conférences, INSA-LYON
BOUYSSOU, Emilien, Expert, STMicroelectronics
YVON, Arnaud, Expert, STMicroelectronics

Examineur
Rapporteuse
Rapporteur
Directeur de thèse
Examineur
Examineur
Expert Invité
Expert Invité



TH0937_Maroun ALAM_Manuscrit

4%
Similarities



4% Text between quotes
< 1% similarities between quotation marks
< 1% Language not recognised

Document name: TH0937_Maroun ALAM_Manuscrit.pdf
Original document size: 9.32 Mo

Submitter: Mickael Lallart
Submission date: 11/28/2022
Upload type: interface
analysis end date: 11/28/2022

Number of words: 38,559
Number of characters: 260,871

Location of similarities in the document:



Main sources detected

No.	Description	Similarities	Locations	Additional information
1	tel.archives-ouvertes.fr Contribution à l'étude des modes de dégradation des trans... https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-01946672/file/72696_ELHARIZI_2018_archivage.pdf 3 similar sources	< 1%		Identical words : < 1% (348 words)
2	tel.archives-ouvertes.fr Contribution à la compréhension et à la réduction de l'effe... https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03630821/file/LORIN_2019_archivage.pdf 3 similar sources	< 1%		Identical words : < 1% (304 words)
3	tel.archives-ouvertes.fr Nouveaux composants électroniques à base du matériau A... https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03482762/file/These_ABID_Idriss.pdf 6 similar sources	< 1%		Identical words : < 1% (168 words)
4	hal.laas.fr Méthodes et analyses physico-expérimentales des mécanismes liés à la ... https://hal.laas.fr/tel-02907971v2/file/2020TOU30035a.pdf 3 similar sources	< 1%		Identical words : < 1% (103 words)
5	tel.archives-ouvertes.fr Elaboration et caractérisation de contacts électriques à ba... https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-03186705/file/these.pdf 6 similar sources	< 1%		Identical words : < 1% (82 words)

Sources with incidental similarities

No.	Description	Similarities	Locations	Additional information
1	1_thesis_dabankah_Thesis_Dabankah.pdf 1_thesis_dabankah_Thesis_Daba... #c1a875 ♥ The document is from my group	< 1%		Identical words : < 1% (33 words)
2	tel.archives-ouvertes.fr Optimisation et analyse des propriétés de transport électr... https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02471331/file/2018AZUR4243.pdf	< 1%		Identical words : < 1% (26 words)
3	hal.archives-ouvertes.fr GaN-based power devices: Physics, reliability, and perspec... https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-03421528/file/JAP_Tutorial_HEMT_FINAL.pdf	< 1%		Identical words : < 1% (19 words)
4	tel.archives-ouvertes.fr Terminaisons verticales de jonction remplies avec des cou... https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-02061320/file/these.pdf	< 1%		Identical words : < 1% (26 words)
5	hal.archives-ouvertes.fr New approach for an accurate Schottky Barrier Height's ex... https://hal.archives-ouvertes.fr/hal-01343966/file/IMS_2015_Phoenix.pdf	< 1%		Identical words : < 1% (19 words)

Referenced sources (without similarities detected)

These sources were cited in the paper without finding any similarities.

- <https://www.cea.fr/presse/Pages/actualites-communiqués/ntic/technologie-gan-on-si-st>
- <https://www.imec>
- <https://www.edchimie-lyon.fr>
- <https://edeea.universite-lyon.fr>
- <http://e2m2.universite-lyon.fr>

Département FEDORA – INSA Lyon - Ecoles Doctorales

SIGLE	ECOLE DOCTORALE	NOM ET COORDONNEES DU RESPONSABLE
CHIMIE	CHIMIE DE LYON https://www.edchimie-lyon.fr Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage secretariat@edchimie-lyon.fr	M. Stéphane DANIELE C2P2-CPE LYON-UMR 5265 Bâtiment F308, BP 2077 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69616 Villeurbanne directeur@edchimie-lyon.fr
E.E.A.	ÉLECTRONIQUE, ÉLECTROTECHNIQUE, AUTOMATIQUE https://edeea.universite-lyon.fr Sec. : Stéphanie CAUVIN Bâtiment Direction INSA Lyon Tél : 04.72.43.71.70 secretariat.edeea@insa-lyon.fr	M. Philippe DELACHARTRE INSA LYON Laboratoire CREATIS Bâtiment Blaise Pascal, 7 avenue Jean Capelle 69621 Villeurbanne CEDEX Tél : 04.72.43.88.63 philippe.delachartre@insa-lyon.fr
E2M2	ÉVOLUTION, ÉCOSYSTÈME, MICROBIOLOGIE, MODÉLISATION http://e2m2.universite-lyon.fr Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.e2m2@univ-lyon1.fr	Mme Sandrine CHARLES Université Claude Bernard Lyon 1 UFR Biosciences Bâtiment Mendel 43, boulevard du 11 Novembre 1918 69622 Villeurbanne CEDEX sandrine.charles@univ-lyon1.fr
EDISS	INTERDISCIPLINAIRE SCIENCES-SANTÉ http://ediss.universite-lyon.fr Sec. : Bénédicte LANZA Bât. Atrium, UCB Lyon 1 Tél : 04.72.44.83.62 secretariat.ediss@univ-lyon1.fr	Mme Sylvie RICARD-BLUM Institut de Chimie et Biochimie Moléculaires et Supramoléculaires (ICBMS) - UMR 5246 CNRS - Université Lyon 1 Bâtiment Raulin - 2ème étage Nord 43 Boulevard du 11 novembre 1918 69622 Villeurbanne Cedex Tél : +33(0)4 72 44 82 32 sylvie.ricard-blum@univ-lyon1.fr
INFOMATHS	INFORMATIQUE ET MATHÉMATIQUES http://edinfomaths.universite-lyon.fr Sec. : Renée EL MELHEM Bât. Blaise PASCAL, 3e étage Tél : 04.72.43.80.46 infomaths@univ-lyon1.fr	M. Hamamache KHEDDOUCI Université Claude Bernard Lyon 1 Bât. Nautibus 43, Boulevard du 11 novembre 1918 69 622 Villeurbanne Cedex France Tél : 04.72.44.83.69 hamamache.kheddouci@univ-lyon1.fr
Matériaux	MATÉRIAUX DE LYON http://ed34.universite-lyon.fr Sec. : Yann DE ORDENANA Tél : 04.72.18.62.44 yann.de-ordenana@ec-lyon.fr	M. Stéphane BENAYOUN Ecole Centrale de Lyon Laboratoire LTDS 36 avenue Guy de Collongue 69134 Ecully CEDEX Tél : 04.72.18.64.37 stephane.benayoun@ec-lyon.fr
MEGA	MÉCANIQUE, ÉNERGÉTIQUE, GÉNIE CIVIL, ACOUSTIQUE http://edmega.universite-lyon.fr Sec. : Stéphanie CAUVIN Tél : 04.72.43.71.70 Bâtiment Direction INSA Lyon mega@insa-lyon.fr	M. Jocelyn BONJOUR INSA Lyon Laboratoire CETHIL Bâtiment Sadi-Carnot 9, rue de la Physique 69621 Villeurbanne CEDEX jocelyn.bonjour@insa-lyon.fr
ScSo	ScSo* https://edsciencessociales.universite-lyon.fr Sec. : Mélina FAVETON INSA : J.Y. TOUSSAINT Tél : 04.78.69.77.79 melina.faveton@univ-lyon2.fr	M. Bruno MILLY Université Lumière Lyon 2 86 Rue Pasteur 69365 Lyon CEDEX 07 bruno.milly@univ-lyon2.fr

Résumé

Le silicium est aujourd'hui le matériau le plus utilisé pour la fabrication des transistors et des diodes de puissance, car il est caractérisé par de bonnes propriétés électriques et un faible coût de fabrication. Néanmoins, pour des puissances élevées nécessaires dans les applications en électronique de puissance, le silicium présente sa limite. Ainsi, les développements s'orientent de plus en plus vers les matériaux à large bande interdite, comme le carbure de silicium SiC, le nitrure de gallium GaN et le diamant. Ces matériaux sont utilisés dans ce domaine, car ils présentent de meilleures propriétés électriques et physiques, telles que la bande d'énergie interdite, la vitesse de saturation élevée, la conductivité thermique et le champ électrique critique important.

Les transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont construits à base d'une hétérojonction Nitrure de Gallium et Nitrure d'Aluminium-Gallium (AlGaN/GaN), c'est-à-dire que la jonction de ces deux matériaux crée des contraintes mécaniques et conduit à une apparition d'électrons en formant un gaz 2D entre les deux matériaux, entraînant une grande densité d'électrons avec des vitesses élevées. Cependant, ces composants ne sont pas encore totalement fiables, même si cela est en cours d'amélioration. Ainsi, les travaux de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte général d'amélioration des performances des diodes de puissance à base d'hétérojonction AlGaN/GaN, extrait d'une structure d'un HEMT, en s'appuyant sur des simulations par éléments finis (Technology Computer-Aided Design, TCAD) et des caractérisations électriques et physiques sur ces mêmes composants. Cette thèse entre dans le cadre du projet européen IPCEI/Nano 2022 avec STMicroelectronics qui a pour objectif l'amélioration des performances des composants de puissance. Les travaux ont été divisés selon deux axes de travail. Le premier correspond aux simulations TCAD et dans ce cadre trois structures d'hétérojonction AlGaN/GaN (HEMT Normally-On, Normally-OFF et diode) ont été définies. Afin de mieux comprendre l'influence des phénomènes de piégeage sur le comportement électrique et physique des différents dispositifs, des pièges ont été ajoutés dans différentes régions et interfaces de la structure en variant la concentration de ceux-ci et l'énergie d'activation. Le deuxième axe concerne les caractérisations électriques et physiques. Des caractérisations électriques ont été mises en œuvre sur des diodes Schottky 650 V avec une hétérojonction AlGaN/GaN et différents types de stress ont été appliqués avec pour objectif d'étudier l'évolution de la résistance dynamique. Dans un premier temps, les stress quasi-statiques ont été réalisés, correspondant à un passage de l'état bloqué à l'état passant pour une tension en inverse élevée. Dans un deuxième temps, des commutations dures ont été appliquées avec un nouveau banc de commutation qui est le « Double Source Test », utilisé comme un stress dynamique. Finalement, un test de robustesse a été réalisé sur ces diodes qui vise à appliquer des surcharges en courant afin d'observer l'évolution des paramètres physiques des diodes après stress.

Abstract

Silicon is nowadays the most used material in the fabrication of transistors and power diodes because it has good electrical properties and a low manufacturing cost. Whereas, for the high powers required in power electronics applications, silicon presents its limit in this field. Thus, the research oriented towards wide bandgap materials, such as silicon carbide SiC, gallium nitride GaN, and diamond is increasing. These materials are used in this field because they exhibit better electrical and physical properties such as high saturation velocity, thermal conductivity, and large critical electric field. HEMT (High Electron Mobility Transistor) transistors are built based on a heterojunction of Gallium Nitride and Aluminum-Gallium Nitride (AlGaN/GaN). The junction of these two materials creates mechanic stresses and leads to an appearance of electrons by forming a 2D gas between the two materials where there is a high density of electrons with high speeds. However, these components are not yet completely reliable even if this is being improved. Thus, the aim of this thesis is to improve the performance of power diodes based on AlGaN/GaN heterojunction, extracted from a structure of a HEMT, based on simulations by finite elements (Technology Computer-Aided Design, TCAD) and electrical and physical characterizations on these components. This work is a part of the European IPCEI/Nano 2022 project with STMicroelectronics, which aims to improve the performance of power components.

The first aim of this work is the TCAD simulations of three AlGaN/GaN heterojunction structures (HEMT Normally-On, Normally-OFF and diode). To better understand the influence of the trapping phenomenon on the electrical and physical behavior of the different devices, traps were added in different regions and interfaces of the structure by varying the concentration of the traps and the activation energy. The second aim concerns electrical characterizations. Electrical characterizations were applied on 650 V Schottky diodes with an AlGaN/GaN heterojunction, and different types of stress were applied to study the evolution of the dynamic resistance. Firstly, the quasi-static stresses correspond to a transition from the off state to the on the state for a high reverse voltage. Secondly, hard switchings have been applied with a new switching bench which is the “Double Source Test”. This was used as dynamic stress. Finally, a robustness test was carried out on these diodes that aims to apply current overloads to observe the evolution of the physical parameters of the diodes after stress.

Table des matières

Résumé	5
Abstract	6
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Étude bibliographique	
1. Composants grands gaps pour l'électronique de puissance	3
1.1. Marché des composants de puissance	3
1.2. Comparaison entre les matériaux Si/SiC/GaN	4
1.3. Le compromis R_{ON}/V_{BR}	5
1.4. Caractéristiques des composants de puissance.....	7
2. Propriétés du nitrure de gallium.....	9
2.1. Structure cristalline du nitrure de gallium GaN	9
2.2. Propriétés physiques et électriques du GaN.....	10
2.2.1. Bande interdite	10
2.2.2. Champ électrique critique	12
2.2.3. Vitesse de saturation et mobilité des électrons.....	13
2.2.4. Conductivité thermique	14
3. Les composants à base de GaN.....	15
3.1. High Electron Mobility Transistor « HEMT ».....	15
3.1.1. Hétérojonction AlGa _N /Ga _N	15
3.1.2. Double hétérojonction AlGa _N /AlN/GaN.....	19
3.2. HEMT Normally-Off	20
3.2.1. Gate Injection Transistor « GIT »	21
3.3. Diode Schottky.....	23

3.3.1.	Diode Schottky latérale d'hétérojonction AlGa _N /Ga _N	24
3.3.2.	Diode Schottky verticale	26
4.	Fiabilités des composants HEMT	27
4.1.	Effets de piégeages	28
4.1.1.	Principe.....	29
4.1.2.	Emplacement des pièges et conséquence de piégeages	32
4.2.	Auto-échauffement.....	34
4.3.	Électrons chauds.....	35
5.	Conclusion	38

Chapitre II : Simulation par éléments finis : Synopsys-Sentaurus TCAD

1.	Introduction.....	41
2.	Simulation Synopsys Sentaurus TCAD	42
2.1.	Présentation du simulateur	42
2.2.	Paramètres physiques du Ga _N et de Al _N	43
2.2.1.	Bande d'énergie interdite	43
2.2.2.	Mobilité des porteurs.....	44
2.2.3.	Prise en compte du canal 2DEG.....	46
2.2.4.	Conductivité thermique	46
2.2.5.	Polarisation.....	47
2.3.	Simulation des composants AlGa _N /Ga _N	48
2.3.1.	Détails des structures.....	48
2.3.2.	Modèles physiques introduits.....	51
2.4.	Formation du canal 2DEG.....	53
3.	Simulation électrique	55
3.1.	Diode Schottky.....	55

3.2.	GIT AlGa _N /Ga _N Normally-Off.....	59
3.3.	HEMT AlGa _N /Ga _N Normally-On.....	60
4.	Rôle des pièges sur les caractéristiques des composants à hétérojonction AlGa _N /Ga _N	62
4.1.	Diode AlGa _N /Ga _N	63
4.2.	GIT AlGa _N /Ga _N	65
4.3.	HEMT AlGa _N /Ga _N normally-on.....	69
5.	Conclusion.....	71

Chapitre III : Évolution de la résistance à l'état passant R_{on} des diodes à hétérojonction AlGa_N/Ga_N

1.	Contexte.....	73
2.	Caractérisation électrique des diodes Ga _N	74
2.1.	Méthode d'extraction des paramètres physiques.....	75
2.1.1.	Résistance à l'état passant et tension de seuil.....	75
2.1.2.	Coefficient d'idéalité et hauteur de barrière.....	75
3.	Caractérisation électrique des diodes Schottky AlGa _N /Ga _N	77
3.1.	Caractérisation en direct.....	77
3.2.	Caractérisation en inverse.....	79
3.3.	Mesures en direct et en température.....	82
3.4.	Mesures inverses en température.....	83
4.	Caractérisations C-V.....	84
5.	Évolution de la résistance à l'état passant.....	85
5.1.	Stress quasi-statique.....	86
5.1.1.	Protocole de mesure.....	86
5.1.2.	Résultats.....	87
5.2.	Commutation dure.....	90
5.2.1.	Banc de commutation « Double Pulse Test » ou « DPT ».....	90

5.2.2.	Banc de commutation Double Source Test, DST	93
5.2.3.	Mesures réalisées avec le banc DST sur des diodes 6 A.....	97
5.2.4.	Mesures réalisées avec le banc DST sur des diodes 15 A.....	99
6.	Conclusion	103

Chapitre IV : Étude de la robustesse : surcharge en courant des diodes Schottky avec une hétérojonction AlGaIn/GaN

1.	Description de l'étude	105
1.1.	Objectifs	105
1.2.	Protocole de mesure	106
2.	Surcharge en courant : diode 15 A.....	109
2.1.	Surcharge en courant.....	109
2.2.	Influence sur les caractéristiques électriques	111
2.3.	Courant de fuite.....	116
2.4.	Évolution de la hauteur de barrière Φ_B et du coefficient d'idéalité n	117
3.	Surcharge en courant : diode 6 A.....	123
4.	Conclusion	129
	Conclusion générale	131
	Références	135

Table des figures

Chapitre I : Étude bibliographique

Figure 1 : Illustration des fréquences de fonctionnement et des puissances de différents transistors de puissance à base de Si, SiC et de GaN [1][2].	3
Figure 2 : Diagramme en étoile permettant de comparer différents paramètres physiques pertinents des matériaux utilisés pour la puissance (GaN, SiC et Si) [8].	4
Figure 3 : Compromis entre la résistance (spécifique) $R_{on,A}$ et la tension de claquage V_{BR} pour les matériaux Si, SiC et GaN et positionnement de certaines technologies actuelles par rapport aux limites théoriques [10].	6
Figure 4 : Coupe verticale d'un HEMT qui présente les différentes zones qui influencent la résistance.	6
Figure 5 : Caractéristique idéale d'un composant redresseur (à gauche) et caractéristique réelle d'une diode (à droite).	8
Figure 6 : A gauche : Caractéristiques idéales I_F-V_F d'un interrupteur de puissance. A droite : Caractéristiques réelles d'un transistor de puissance.	9
Figure 7 : Différences entre les deux formes du GaN, (a) Wurtzite (b) cubique [15].	9
Figure 8 : Schéma représentant les deux faces de GaN [16].	10
Figure 9 : Diagramme de bandes d'énergies du GaN. (a) Wurtzite (b) Zinc-Blende [17].	11
Figure 10 : Changement du gap en fonction de la température pour les différents échantillons [17].	12
Figure 11 : Champ électrique critique des différents matériaux à 300 K [18].	13
Figure 12 : Courbes de mobilité (a) des électrons et (b) des trous en fonction de la concentration [19].	14
Figure 13 : a) Diagramme de la bande du GaN et d'AlGaIn avant la mise en contact b) Diagramme de la bande en contact des matériaux [22].	15
Figure 14 : Répartition des charges et des différentes polarisations dans l'hétérostructure AlGaIn/GaN.	17

Figure 15 : La densité de charge surfacique de polarisation (à gauche) et la densité d'électrons maximale du 2DEG (à droite) à l'interface AlGa _N /Ga _N en fonction du taux d'aluminium dans l'AlGa _N [24].	18
Figure 16 : Coupe verticale de la structure d'HEMT AlGa _N /Ga _N .	19
Figure 17 : Courbure de la bande de conduction calculée à l'interface AlGa _N /Ga _N (à gauche) et pour la double hétérojonction AlGa _N /AlN/Ga _N (à droite) [30].	20
Figure 18 : Coupes verticales des structures des transistors HEMT Normally-OFF : a) Recess gate, b) p-Ga _N , c) implantation de Fluorine et c) MOS gate [31].	21
Figure 19 : A gauche : Coupe verticale de la structure GIT AlGa _N /Ga _N . A droite : diagramme de bande du GIT pour une polarisation de grille $V_{GS} = 0$ V [32].	21
Figure 20 : Schémas des différentes conditions de fonctionnement GIT avec différentes tensions de grille.	22
Figure 21 : Coupe verticale d'un transistor Hybrid-Drain GIT [34].	23
Figure 22 : Architecture verticale à base AlGa _N /Ga _N [36].	24
Figure 23 : Coupe verticale d'une diode Schottky AlGa _N /Ga _N telle que l'anode est un contact Schottky et le contact ohmique est la cathode [43].	25
Figure 24 : A gauche : Contact Schottky classique obtenu à partir d'un recess partiel ou total de l'AlGa _N suivi par un dépôt de base de Ti [43]. A droite : Illustration de la diode Schottky développée par l'IMEC [44].	25
Figure 25 : Schéma d'une diode Ga _N verticale à base de jonction p/n (à gauche) et à barrière Schottky à droite [36].	27
Figure 26 : Schéma représentant les différents mécanismes de défaillance récemment identifiés sur les HEMT Ga _N [56].	28
Figure 27 : Mécanismes d'émission et de capture assistés par pièges et les équations correspondant à chaque mécanisme [57].	29
Figure 28 : Coupe transversale d'un HEMT AlGa _N /Ga _N sous différentes conditions de stress et piégeage [58]. a) Sans stress, b) stress électrique sur le drain, c) stress électrique sur la grille et d) stress sur la grille et le drain.	33

Figure 29 : Mesure de pièges avant et après le stress en utilisant la DLTS (à gauche). Caractérisation I(V) montrant une différence de résistance de 0.04 Ω .mm (à droite) [61].	34
Figure 30 : Courbes de transfert mesurées par une contrainte de grille pulsée avec une polarisation de grille de repos positive V_{GS} de (a) 0 ~ 6 V et (b) 6 ~ 9 V. Le V_{DS} est fixé à 0 V [60].	34
Figure 31 : Coupe transversale d'un HEMT AlGaIn/GaN en identifiant les électrons atteignant une énergie élevée ce qui permet d'avoir des électrons chauds [67].	35
Figure 32 : Gauche: Résultats d'un stress réalisé en augmentant la tension (négative) appliquée à la grille ; Droite : Caractérisations I(V) avant et après stress [63].	36
Figure 33 : Intensité de l'Électroluminescence en fonction de la tension V_{GS} pour un stress à différents niveaux de tension V_{DS} [69].	36
Figure 34 : (a) Variation de la résistance dynamique tracée en fonction du point de polarisation du drain (V_{DS}) pour plusieurs valeurs de DGD. (b) Variation de la résistance dynamique pour différentes valeurs DGD [66].	37
Figure 35 : Signal EL détecté lors des mesures pulsées pour plusieurs valeurs DGD appliquées allant de 0.4 à -1 μ s. Le signal EL est détecté à $V_{DS} = 600$ V [66].	38

Chapitre II : Simulation par éléments finis : Synopsys-Sentaurus TCAD

Figure 36 : Différents outils utilisés dans Sentaurus.	42
Figure 37 : Evolution de la bande interdite en fonction de la température pour les différents échantillons en GaN sur différents substrats [17].	44
Figure 38 : Courbes de mobilité (a) des électrons et (b) des trous en fonction de la concentration et de la température [19].	46
Figure 39: a) Coupe verticale AA' de l'hétérostructure AlGaIn/GaN. b) Répartition des charges piézoélectriques pour la coupe AA'.	48
Figure 40 : Coupe schématique verticale de la structure de la diode Schottky AlGaIn/GaN simulée.	49
Figure 41 : Maillage 2D dans la zone 2DEG.	49
Figure 42 : Coupe schématique verticale de la structure du GIT AlGaIn/GaN simulée.	50
Figure 43 : Coupe schématique verticale de la structure d'HEMT AlGaIn/GaN simulée.	50

Figure 44 : Variation de l'énergie de la bande de conduction et de la densité des électrons en fonction de la profondeur. A gauche : vue globale de l'énergie la bande de conduction. A droite : zoom autour du gaz 2D qui présente l'énergie E_C et la densité des électrons.....	54
Figure 45 : a) Variation de la mobilité des électrons dans l'hétérostructure AlGaN/GaN. b) Influence de la mobilité des électrons sur les caractéristiques en direct de la diode Schottky.....	54
Figure 46 : Simulation en direct en fonction de la hauteur de barrière ϕ_B . a) échelle linéaire b) échelle logarithmique.	56
Figure 47 : Energie de la bande de conduction et la densité d'électrons au niveau du canal 2DEG. 56	
Figure 48 : Simulation en direct en fonction de l'épaisseur de la couche d'AlN.....	57
Figure 49 : a) Densité totale du courant avec les vecteurs de courant dans le canal 2DEG. b) simulation électrique I(V) en direct.	58
Figure 50 : a) Simulation en direct en fonction de la température. b) Mobilité des électrons à l'interface AlGaN/GaN en fonction de la température.	58
Figure 51 : Zoom de la coupe verticale AA' sous la grille à $V_{gs} = 0$ V qui présente l'énergie de la bande de conduction en fonction de la profondeur.	59
Figure 52 : a) Densité totale du courant dans le canal 2DEG. b) Simulation électrique de transfert et de sortie du GIT.	60
Figure 53 : a) Densité totale du courant dans le canal 2DEG b) Simulation électrique de transfert et de sortie du HEMT.....	61
Figure 54 : Coupe verticale sous la grille qui présente l'énergie de la bande de conduction pour différentes tensions V_{gs}	62
Figure 55 : Influence des pièges localisés dans a) i-GaN b) interface AlGaN/GaN, sur les caractéristiques en direct de la diode.	63
Figure 56 : a) Résistance normalisée en fonction de la concentration en pièges, a) dans i-GaN. b) à l'interface AlGaN/GaN.....	64
Figure 57 : Résistance R_{ON} en fonction de l'énergie d'activation.....	64
Figure 58 : Influence des pièges de type n localisés dans i-GaN sur les caractéristiques en direct de la diode.....	65

Figure 59 : Caractéristiques de transfert et de sortie du GIT en fonction de la concentration des pièges.	66
Figure 60 : Densité des électrons de la canal 2DEG sous la grille en fonction de la concentration des pièges dans la région i-GaN.	66
Figure 61 : Tension de seuil (@ 10^{-5} A/mm), courant de saturation et R_{ds} normalisés pour les pièges localisés dans les matériaux GaN et AlGaN.	67
Figure 62 : Tension de seuil (@ 10^{-5} A/mm), courant de saturation et R_{ds} normalisés pour les pièges localisés à l'interface AlGaN/GaN.	68
Figure 63 : Tension de seuil (@ 10^{-5} A/mm) et courant de saturation normalisés pour les pièges localisés dans les matériaux GaN et AlGaN en fonction de l'énergie d'activation.	69
Figure 64 : Caractéristiques de transfert et de sortie du HEMT en fonction de la concentration et de l'énergie d'activation E_A des pièges dans la région i-GaN.	70
Figure 65 : Caractéristiques de transfert et de sortie du HEMT en fonction de la concentration des pièges à l'interface AlGaN/GaN.	71

Chapitre III : Évolution de la résistance à l'état passant R_{on} des diodes à hétérojonction AlGaN/GaN

Figure 66 : Extraction de la résistance R_{ON} d'une diode Schottky.....	75
Figure 67 : Extraction de la hauteur de barrière et du facteur d'idéalité d'une diode Schottky. ϕ_B est calculé pour $V= 0$	76
Figure 68 : Montage utilisé pour les diodes GaN avec Keysight B1505A, avec un module UHC 500 A.....	77
Figure 69: Caractéristiques en direct $I_f(V_f)$ pour la diode 33 (6A) réalisées avec la SMU 2410 et le B1505.....	78
Figure 70: Caractéristiques en direct $I_f(V_f)$ pour les diodes 6A et 15A (B1505A).	78
Figure 71: Montage utilisé pour les diodes GaN avec la SMU2410. Les diodes 650 V de calibre 6 A et 15 A en boîtier TO-247, possèdent trois pattes, 1 et 2 sont l'anode et la 3 est la cathode.....	80
Figure 72 : Mesures en inverse pour les diodes (a) 2,6,7 et 9, (b) diodes restantes de 1 à 35 (B1505A).	81
Figure 73 : Caractéristique en inverse $I_r(V_r)$ pour la diode 28 (15A).....	81

Figure 74 : Mesures en direct en température sur la diode 27 (15A).....	82
Figure 75 : Évolution de la résistance et la tension seuil en fonction de la température sur la diode 27 (15A).....	83
Figure 76 : Mesures en inverse en température sur la diode 27.	83
Figure 77 : Montage utilisé pour les diodes GaN avec le B1505A pour une fréquence $f=10$ kHz....	84
Figure 78 : Caractéristique C-V pour les diodes 6 A et 15 A.	84
Figure 79 : Protocole de mesure du stress quasi-statique. Les étoiles rouges représentent le moment où la mesure de courant a été effectuée.	86
Figure 80 : Application de 10 impulsions de stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100$ V et $t_{off} = 1$ s.	87
Figure 81 : Stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100$ V et -200 V et $t_{off} = 1$ s.	88
Figure 82 : 10 impulsions de stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100$ V et $t_{off} = 20$ s	89
Figure 83 : Stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100$ V et -200 V et $t_{off} = 20$ s.	90
Figure 84 : Allure idéale des signaux de tension et courant dans le transistor lors d'une commutation dure.	91
Figure 85 : Schéma de principe du banc de test Double Pulse (DPT).	91
Figure 86 : a) Formes d'onde du Double Pulse Test. b) Zoom sur les formes d'onde du DPT avec la première impulsion dure jusqu'à ce que I_L atteigne le courant nominal I_{SET} [102].	92
Figure 87 : a) Formes d'onde expérimentaux du DPT. b) Commutation turn on à 400 V, 30 A [103].	92
Figure 88 : Schéma de principe du banc Double Source Test (DST) pour les diodes.	93
Figure 89 : Signaux de commande des interrupteurs du banc DST-Diode.....	94
Figure 90 : Plaque « SMI DP ».	95
Figure 91 : Shunt pour mesure de I_{AK} du DUT.	96
Figure 92 : SMI avec la partie source de courant "PCS DST".	96
Figure 93 : Solénoïde simple couche à air.	97
Figure 94 : Commutation DST de la diode 4 (6 A) avec $V_{KA}=200$ V et $I_A=6$ A.	97

Figure 95 : Commutations DST superposées pour les 9 diodes (6 A) avec $V_{KA}=200$ V et $I_A=6$ A...	98
Figure 96 : Stress de 390 000 commutations sur la diode 4 (6 A).	99
Figure 97 : Commutation DST de la diode 27 (15 A) avec $V_{KA}=200$ V et $I_A=15$ A.	100
Figure 98 : Commutations DST superposées pour toutes les diodes (15 A) avec $V_{KA}=200$ V et $I_A = 15$ A.....	100
Figure 99 : Stress de 390 000 commutations sur la diode 27 (15 A).	101
Figure 100 : Caractérisation directe de la diode 15 A avant et après 390k commutations.	102
Chapitre IV : Étude de la robustesse : surcharge en courant des diodes Schottky avec une hétérojonction AlGaN/GaN	
Figure 101 : À gauche : forme d'onde de la tension mesurée en fonction du temps. À droite : forme d'onde du courant en fonction du temps.....	106
Figure 102 : Caractéristique directe I(V) pendant le cyclage de surcharge en courant.....	107
Figure 103 : Schéma électrique du banc expérimental.....	107
Figure 104 : Formes d'onde de la tension aux bornes du MOSFET (commande et V_{DS}) et aux bornes de la diode V_{AK} , et forme d'onde du courant dans l'anode.	108
Figure 105 : Rapport cyclique de surcharge en courant pour une période d'une seconde.....	108
Figure 106 : Conditions des surcharges en courant par palier. Chaque palier présente 1000 cycles de surcharge.	109
Figure 107 : Forme d'onde a) du courant b) et de la puissance mesurée en fonction du temps.	110
Figure 108 : Caractéristique directe I(V) en mode pulsé (B1505A) et pendant le cycle de la surcharge en courant ($6.25 \times I_N \rightarrow 7 \times I_N$).....	110
Figure 109 : Variation de la puissance et de l'énergie en fonction de la valeur crête de courant. ...	111
Figure 110 : Caractérisation en direct après chaque palier de surcharge pour une valeur crête de courant qui varie entre $1 \times I_N$ jusqu'à $7 \times I_N$	112
Figure 111 : Conditions des surcharge en courant par palier. Chaque palier présente une crête de courant demi-sinusoïdale à $7 \times I_N$	112
Figure 112 : À gauche : forme d'onde du courant en fonction du temps avant et après stress. À droite : caractéristique directe I(V) pendant le cycle de surcharge en courant.	113

Figure 113 : Caractérisation en direct après chaque palier de surcharge pour un nombre de cycles variant entre 1000 et 15 000 cycles à $7 \times I_N$.	113
Figure 114 : Variation de la tension de seuil et la résistance R_{ON} en fonction du nombre de cycles de surcharge.	114
Figure 115 : Formes d'ondes du courant et de la puissance mesurées en fonction du temps pour une impulsion de 10 ms.	114
Figure 116 : Caractéristique directe $I(V)$ pendant le cycle de surcharge en courant pour une période de 10 ms.	115
Figure 117 : Caractérisation en direct après surcharge pour un nombre de cycles qui varie entre 1000 et 2 000 cycles à $7 \times I_N$ et une période de 10 ms.	115
Figure 118 : Évolution de la caractéristique inverse au cours du cyclage pour des valeurs crêtes de courant comprises entre I_N et $7 \times I_N$.	116
Figure 119 : Évolution de la caractéristique inverse au cours du cyclage pour des valeurs crêtes de courant à $7 \times I_N$.	117
Figure 120 : Conditions des surcharges en courant par paliers. Chaque palier présente une valeur crête de courant équivalente à $7 I_N$.	118
Figure 121 : Caractérisation en direct après stress sur la diode 27 à faible courant en utilisant le SMU2410 : a) échelle linéaire b) échelle logarithmique. Caractérisation en utilisant le B1505 : c) en direct à fort courant, d) en inverse.	119
Figure 122 : Caractérisation en direct après stress sur la diode 29 à faible courant en utilisant la SMU2410 : a) échelle linéaire b) échelle logarithmique. Caractérisation en utilisation le B1505 : c) en direct à fort courant, d) en inverse.	120
Figure 123 : Évolution de la tension directe à 10 mA des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.	121
Figure 124 : Évolution de la tension directe à 10 A des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.	121
Figure 125 : Évolution du facteur d'idéalité n des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.	122
Figure 126 : Évolution de la hauteur de barrière Φ_B des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.	122

Figure 127 : Évolution du courant de fuite à 300 V des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.....	123
Figure 128 : Caractérisation I(V) pour les diodes 6 A (à gauche) et 15 A (à droite).....	124
Figure 129 : Densité de courant des diodes 6 A et 15 A ($T_{imp} = 200 \mu s$).....	124
Figure 130 : À gauche : forme d'onde de la tension en fonction du temps. À droite : forme d'onde du courant en fonction du temps.....	125
Figure 131 : Variation de la puissance et de l'énergie en fonction de la valeur crête du courant...	126
Figure 132 : Caractérisation en direct a) échelle linéaire b) échelle logarithmique, après chaque palier de surcharge pour une valeur crête de courant qui varie entre $2 \times I_N$ et $3 \times I_N$	126
Figure 133 : Caractérisation en direct après chaque palier de surcharge. a) Variation du nombre de cycles. b) Variation de la période d'impulsion.	127
Figure 134 : Caractéristiques en direct à faible courant (SMU2410), à fort courant (B1505) et en inverse.	128
Figure 135 : Évolution du facteur d'idéalité n et la hauteur de barrière en fonction du nombre de cycles.....	128

Table des tableaux

Chapitre I : Étude bibliographique

Tableau 1 : Paramètres physiques des différents matériaux utilisés en puissance.	5
Tableau 2 : Facteurs de mérite des matériaux pour la puissance normalisés par rapport au silicium [9].	5
Tableau 3 : Expression de la densité de charges piégées n_T en fonction des différents états [57].	31

Chapitre II : Simulation par éléments finis : Synopsys-Sentaurus TCAD

Tableau 4 : Valeurs des constantes relatives à l'énergie de la bande interdite.	44
Tableau 5 : Paramètres de la mobilité des porteurs.	45
Tableau 6 : Coefficients d'élasticité et de rigidité par défaut définis pour GaN, AlN et AlGaIn.	47
Tableau 7 : Résumé des trois structures présentées avec quelques entreprises qui développent et commercialisent ce type de composants.	51

Chapitre III : Évolution de la résistance à l'état passant R_{on} des diodes à hétérojonction AlGaIn/GaN

Tableau 8 : Diodes reçues de la part de STMicroelectronics.	74
Tableau 9 : Résistance R_{ON} et tension de seuil pour toutes les diodes 6A et 15 A.	79
Tableau 10 : Capacité C_j pour les diodes 6 A et 15 A pour $V_r=0$ V et $V_r=100$ V.	85
Tableau 11 : Pics de courant I_{RM} et du tension V_{RM} pour les diodes 6 A	98
Tableau 12 : Pics de courant I_{RM} et du tension V_{RM} pour les diodes 15 A.	101

Introduction générale

Le silicium est aujourd'hui le matériau le plus utilisé pour la fabrication des transistors et des diodes de puissance, car il se caractérise par de bonnes propriétés électriques et un faible coût de fabrication. Néanmoins, pour des rendements élevés nécessaires dans certaines applications en électronique de puissance, le silicium présente sa limite dans ce domaine. C'est pourquoi, les développements s'orientent aujourd'hui de plus en plus vers les matériaux à large bande interdite, comme le carbure de silicium SiC, le nitrure de gallium GaN et le diamant. Ces matériaux ont l'avantage d'avoir des caractéristiques physiques et électriques, comme le champ électrique critique E_C , la mobilité des électrons, la vitesse de saturation et la conductivité thermique, supérieures à celles du silicium qui était majoritairement utilisé pour différentes gammes de composants de puissance comme les MOSFET, IGBT et autres.

Les composants à base de GaN ont été tout d'abord employés pour les applications en optoélectronique (LED) et à haute fréquence grâce à leurs bonnes performances en commutation. Actuellement, il est devenu un candidat principal pour la fabrication des transistors à haute mobilité (HEMT) et des diodes Schottky à haut rendement et voire haute fréquence. Les transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont construits à base d'une hétérojonction de Nitrure de Gallium et de Nitrure d'Aluminium-Gallium (AlGaIn/GaN), c'est-à-dire la mise en contact de ces matériaux, ce qui crée des contraintes mécaniques et conduit à l'apparition des électrons en formant un gaz 2D à l'interface de ces deux matériaux, où se présente une grande densité d'électrons et une vitesse des charges élevées. Cependant, ces transistors ne sont pas encore totalement fiables (même s'ils sont en cours d'amélioration) à cause des différents phénomènes qui limitent leurs performances, tels que l'effondrement du courant « current collapse », lié aux effets de piégeage et à la dégradation de la résistance après un passage de l'état bloqué (Off) à haute tension à l'état conducteur (On).

Ainsi, la présente thèse entre dans ce contexte général d'amélioration des performances des diodes de puissance à base GaN, en appliquant des simulations par éléments finis (Technology Computer-Aided Design, TCAD) et des caractérisations électriques et physiques sur ces composants.

Ces travaux entrent dans le cadre du projet européen ICPEI/Nano 2022 avec STMicroelectronics, qui s'articule autour de cinq domaines technologiques (TFs) :

- TF1: Energy efficient chips
- TF2: Power semiconductors
- TF3: Sensors
- TF4: Advanced optical equipment
- TF5: Compound materials

qui, eux-mêmes, sont divisés en cinq « work package (WPs) ». Le laboratoire Ampère travaille sur le deuxième domaine « TF2 : Power semiconductors » et le WP1 : Materials discute & smart power, avec pour objectif l'amélioration des performances des composants de puissance.

Le chapitre 1 de ce manuscrit porte sur les propriétés électriques et physiques du GaN. Il débute par une comparaison entre les différentes propriétés de ce matériau par rapport aux autres semiconducteurs comme le silicium Si, le SiC et le diamant. Puis, sont présentées les différentes structures à hétérojonction AlGa_n/Ga_n, tels que les HEMT normally-on, les HEMT normally-off (comme le Gate Injection Transistor « GIT ») et finalement les diodes Schottky à hétérojonction AlGa_n/Ga_n. Enfin, les principales causes de défaillance des composants AlGa_n/Ga_n, constituées par le phénomène de piégeage/dépiégeage et sa conséquence, le phénomène d'autoéchauffement et le phénomène des électrons chauds sont abordées.

Le chapitre 2 concerne la simulation par éléments finis réalisée en utilisant le logiciel Synopsys Sentaurus TCAD (Technology Computer-Aided Design). Des simulations ont été réalisées pour trois structures différentes d'hétérojonction AlGa_n/Ga_n comme le HEMT normally-on, le Gate Injection Transistor et les diodes Schottky. Afin de mieux comprendre l'influence du phénomène de piégeage sur le comportement électrique et physique des différents dispositifs, des pièges ont été ajoutés dans les différentes régions de la structure en variant la concentration de ceux-ci et l'énergie d'activation.

Le chapitre 3 s'articule autour de deux parties : la première porte sur les caractérisations électriques des composants reçus de la part de STMicroelectronics (diodes Schottky 650V à hétérojonction AlGa_n/Ga_n et de calibre 6 A et 15 A) ; a seconde porte sur des études de la dégradation de la résistance après différents types de stress : stress quasi-statique et stress en commutation dure.

Enfin, le chapitre 4 porte sur une analyse de robustesse sur les diodes Schottky, à travers l'étude de l'évolution des différents paramètres physiques des diodes Schottky AlGa_n/Ga_n de calibre 6 A et 15 A, lorsqu'elles sont soumises à des cycles de surcharge en courant. Dans ce cadre, des études de robustesse sont mises en place sur ces diodes face à une situation anormale.

Chapitre I : Étude bibliographique

1. Composants grands gaps pour l'électronique de puissance

Le silicium est le matériau le plus utilisé pour la fabrication des transistors et des diodes de puissance, car il présente une bonne maturité industrielle et un faible coût de fabrication. Pourtant, pour les applications en électronique de puissance, ce matériau montre ses limites en termes de compromis résistance/tension de claquage (R_{ON}/V_{BR}). C'est pourquoi les recherches se sont davantage orientées vers les matériaux à large bande interdite, comme le carbure de silicium SiC, le nitrure de gallium GaN et le diamant. Ces matériaux sont utilisés dans ce domaine, car ils présentent de meilleures propriétés électriques et physiques telles qu'une vitesse de saturation élevée et un champ électrique critique important.

1.1. Marché des composants de puissance

Le nitrure de gallium est un semi-conducteur à large bande interdite qui peut être intégré dans des circuits pour diverses applications d'électronique de puissance. Par rapport à d'autres semi-conducteurs comme le silicium et le SiC, le GaN se positionne pour des applications liées à des puissances moyennes et des fréquences de fonctionnement élevées.

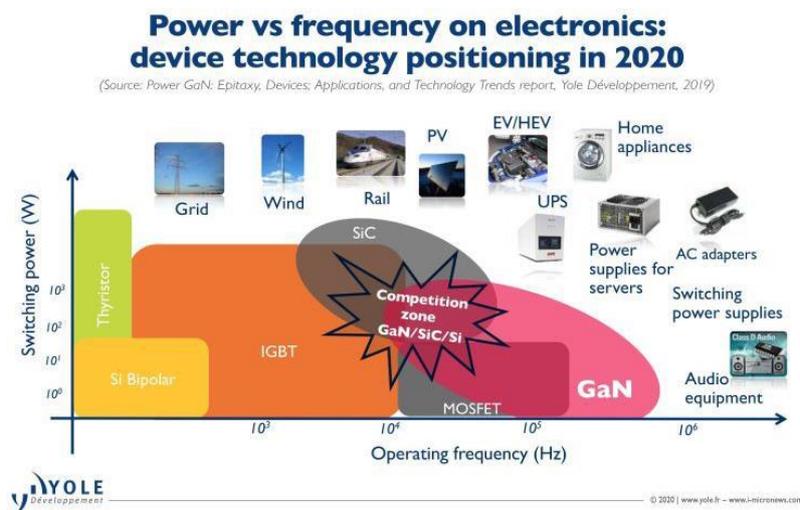


Figure 1 : Illustration des fréquences de fonctionnement et des puissances de différents transistors de puissance à base de Si, SiC et de GaN [1][2].

La figure 1 présente la plage de puissance et de fréquence de fonctionnement du GaN par rapport à ses concurrents. Concernant la tenue en tension du GaN, il se positionne surtout sur le marché des tensions inférieures à 900 V et principalement autour de 650 V [1][3].

1.2. Comparaison entre les matériaux Si/SiC/GaN

Le domaine d'application du GaN se positionne sur le marché des composants haute fréquence et moyenne puissance [4]–[7] grâce à ses propriétés physiques adaptées à de meilleures tenues en tension, puissance dissipée et plus hautes fréquences de fonctionnement. Afin de comparer les différentes caractéristiques physiques du GaN, du SiC et du Si, la figure 2 présente cette comparaison par un diagramme en étoile. Celui-ci montre que le GaN a des meilleures propriétés physiques que les autres semi-conducteurs dans la partie haute fréquence, fort courant. De plus, le GaN présente des vitesses de saturation et mobilités des électrons très élevées et un champ de claquage important équivalent à $3.3 \text{ MV}\cdot\text{cm}^{-1}$. On remarque en plus que le SiC se positionne sur les mêmes valeurs que le GaN mais surtout il possède une conductivité thermique plus élevée que celle du GaN, lui permettant d'être un bon candidat pour les applications de forte puissance et haute température.

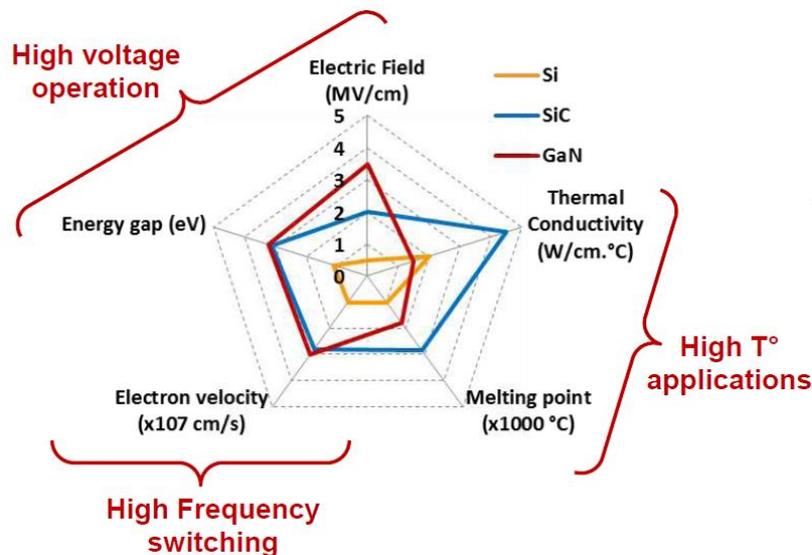


Figure 2 : Diagramme en étoile permettant de comparer différents paramètres physiques pertinents des matériaux utilisés pour la puissance (GaN, SiC et Si) [8].

Un autre moyen pour mieux évaluer théoriquement les performances en haute fréquence, les pertes en commutation ou conduction et les performances thermiques, est de calculer les facteurs de mérite. Dans le tableau 2 sont présentées les différentes valeurs des facteurs de mérite utilisés pour des applications de puissance. Ces valeurs sont normalisées par rapport aux valeurs du silicium.

Tableau 1 : Paramètres physiques des différents matériaux utilisés en puissance.

Paramètres	E_{gap} (eV)	μ ($\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$)	E_C ($\text{MV} \cdot \text{cm}^{-1}$)	V_{sat} ($\text{m} \cdot \text{s}^{-1}$)	k ($\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$)
Si	1.12	1350	0.3	1	1.5
4H-SiC	3.26	720	2	2	4.5
GaN	3.44	900(bulk)-1800 (2DEG)	3	2.5	1.3

Tableau 2 : Facteurs de mérite des matériaux pour la puissance normalisés par rapport au silicium [9].

Paramètres	Johnson	Keyes	Baliga (BFM)	Baliga (BHFFM)
Formule	$E_C \cdot v_{sat} / \pi^2$	$k \cdot \sqrt{v_{sat} / \epsilon}$	$\epsilon \cdot \mu \cdot E_C^3$	$\mu \cdot E_C^2$
Si	1	1	1	1
4H-SiC	180	4.61	130	23
GaN (bulk)	760	1.6	650	78

1.3. Le compromis R_{ON}/V_{BR}

Pour des composants de puissance unipolaires tels que les transistors et les diodes, on cherche à la fois à avoir une tension de claquage satisfaisante, par exemple autour de 650 V dans les diodes que nous allons étudier, et une résistance à l'état passant R_{ON} la plus faible possible, et ce dans le but de diminuer les pertes en conduction. Par contre, ces deux valeurs évoluent de façon antagoniste (Figure 3).

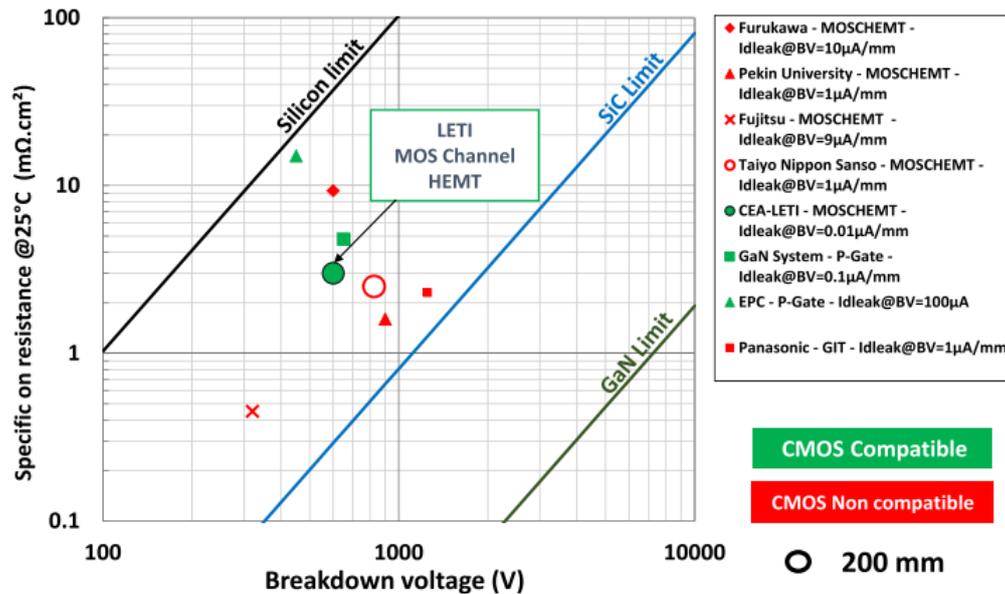


Figure 3 : Compromis entre la résistance (spécifique) $R_{on,A}$ et la tension de claquage V_{BR} pour les matériaux Si, SiC et GaN et positionnement de certaines technologies actuelles par rapport aux limites théoriques [10].

Théoriquement dans le cas d'un HEMT, la résistance du composant est donnée par la somme de la résistance du canal contrôlé par la grille, de la résistance des contacts et de la résistance de la zone de dérive entre la grille et la source et entre la grille et le drain. La résistance peut être écrite sous la forme suivante [11]:

$$R_{ON} = R_{ch} + R_{drift} + 2 \cdot R_{con} \quad \text{I.1}$$

Tel que R_{ch} correspond à la résistance sous la grille, R_{drift} est la résistance hors grille (résistance grille-source et résistance grille-drain) et finalement R_{con} est la résistance du contact. La figure 4 présente une coupe verticale d'un HEMT latéral avec les différentes zones qui influencent la résistance du transistor.

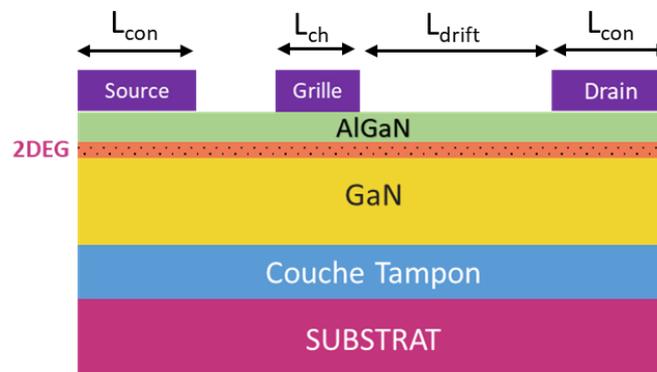


Figure 4 : Coupe verticale d'un HEMT qui présente les différentes zones qui influencent la résistance.

Pour des raisons de simplification, on considère que les résistances des deux contacts source et drain sont égales. En outre, on peut considérer dans le cas idéal que la résistance des contacts et la résistance R_{ch} sont négligeables par rapport à celle du R_{drift} . Alors, on peut écrire la résistance spécifique sous la forme suivante [11][12]:

$$R_{ON.A} = \frac{V_{BR}^2}{\mu \epsilon_{GaN} E_C^3} \quad \mathbf{I.2}$$

$R_{ON.A}$ est la résistance spécifique qui s'exprime généralement en $m\Omega \text{ cm}^2$. C'est cette équation qui permet de tracer la courbe de la résistance en fonction de la tension de claquage et de représenter le compromis R_{on}/V_{BR} . La figure 3 présente la limite théorique du GaN par rapport à d'autres semi-conducteurs comme le Si et le SiC. Le GaN présente le meilleur compromis théorique, mais la technologie à base de GaN se situe encore loin de la limite théorique. Par exemple, les composants du LETI présentent une résistance spécifique inférieure à $10 \text{ m}\Omega \cdot \text{mm}^2$ et une tension de claquage de 650 V [13], [14].

1.4. Caractéristiques des composants de puissance

Dans le domaine de l'électronique de puissance, une des deux fonctions essentielles d'un composant sont la fonction redresseuse et celle d'interrupteur ou commutateur, qui peuvent être effectuées respectivement par les diodes et les transistors. Pour un circuit de puissance composé de commutateurs et de redresseurs, il n'existe aucune perte de commutation et de conduction dans le cas où les composants sont idéaux, c'est-à-dire que la chute de tension à l'état passant ou le courant à l'état bloqué sont nuls. Dans ce qui suit, on compare les caractéristiques idéales et celles mesurées sur des diodes et des transistors de puissance.

Le redresseur est une fonction qui consiste à imposer le sens du courant. Le composant électronique qui répond à cette fonction est la diode. La caractéristique idéale d'une diode est de laisser passer n'importe quel niveau de courant d'un sens sans chute de tension et de bloquer tout le courant dans l'autre sens quelle que soit la tension appliquée sur ses bornes. En réalité, et pour une tension importante en régime bloqué, les diodes sont en régime d'avalanche, pour lequel le courant de fuite commence à augmenter avec un auto-échauffement très important. De même, à l'état bloqué, et pour les tensions inférieures à la tension de claquage (V_{BR}), les diodes ont un courant de fuite non nul. En plus, en régime direct, il existe une légère chute de potentiel quand la diode laisse passer le courant. Cette chute de potentiel est associée à la tension de seuil V_{th} . De plus, une résistance à l'état passant non nulle (R_{ON}) entraîne des pertes de conduction additionnelles.

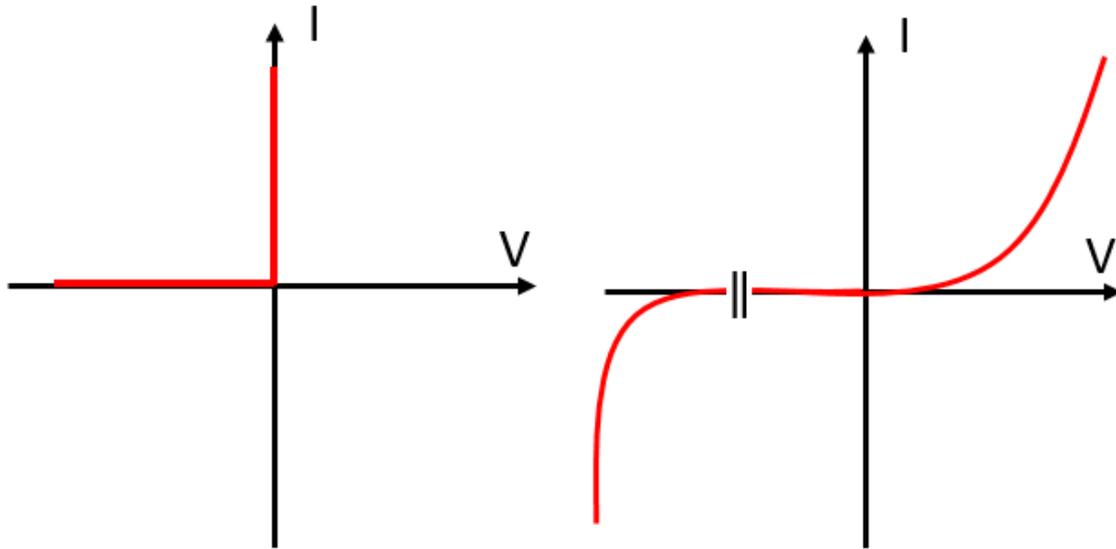


Figure 5 : Caractéristique idéale d'un composant redresseur (à gauche) et caractéristique réelle d'une diode (à droite).

La comparaison de la caractéristique idéale d'un composant redresseur et de la caractéristique réelle d'une diode est illustrée sur la figure 5. Les critères pour une diode de puissance vont donc être une tension de claquage V_{BR} importante, un temps de recouvrement faible et une résistance à l'état passant R_{ON} la plus petite possible.

Concernant le commutateur électronique ou l'interrupteur, il peut être idéalement assimilé à trois fonctions : un état passant où un fort courant peut-être passant sans chute de tension, un état bloqué sans courant de fuite quelle que soit la tension appliquée et finalement le commutateur de puissance doit pouvoir être commandé sans perte associée à la commande. En réalité, le transistor de puissance joue le rôle du commutateur de puissance. Le courant et la puissance pouvant être délivrés par le transistor sont contrôlés par la tension de grille V_{GS} qui permet de bloquer le transistor (ou un courant pour les BJTs par exemple). Les caractéristiques idéales et réelles d'un tel composant sont illustrées sur la figure 6 : pour les caractéristiques réelles, la résistance R_{ON} est non nulle et il existe une tension de claquage à l'état bloqué (alors que les transistors de puissance doivent avoir la résistance la plus faible possible, associée à la tension de claquage la plus élevée possible).

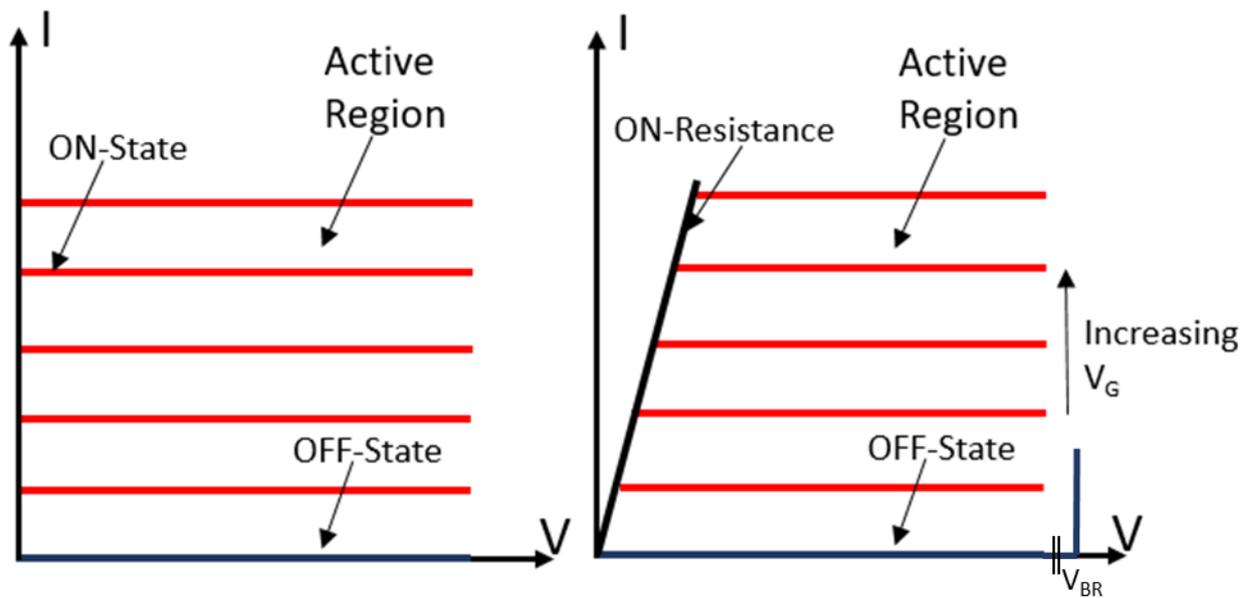


Figure 6 : A gauche : Caractéristiques idéales I_F - V_F d'un interrupteur de puissance. A droite : Caractéristiques réelles d'un transistor de puissance.

2. Propriétés du nitru de gallium

2.1. Structure cristalline du nitru de gallium GaN

Le nitru de gallium GaN est un semi-conducteur de type III-V qui se présente sous deux formes cristallines : la phase cubique Zinc-Blende « 3C » et la phase hexagonale Wurtzite « 2H ». Cette dernière est la plus utilisée puisqu'elle est thermodynamiquement plus stable par rapport à la phase cubique Zinc-Blende « 3C », cette dernière exigeant des conditions de croissance très particulières (Figure 7). Par la suite, sauf mention contraire, le GaN sera considéré 2H.

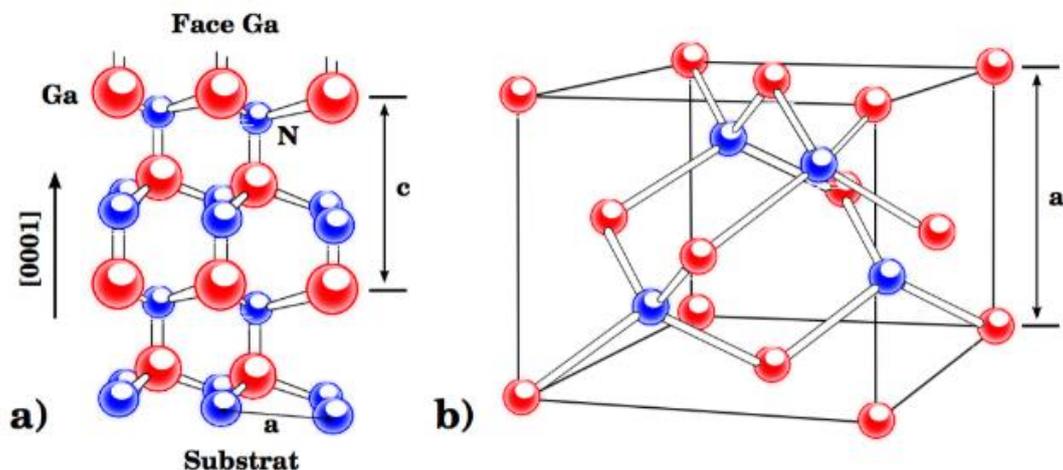


Figure 7 : Différences entre les deux formes du GaN, (a) Wurtzite (b) cubique [15].

L'atome rouge : Ga et l'atome bleu : N. a et c sont les paramètres de maille.

La structure Wurtzite est obtenue à partir du plan (0001) d'un substrat de maille hexagonale qui est la direction de croissance du GaN. Cette structure possède deux sous-réseaux constitués d'atomes Gallium (Ga) et l'azote (N) décalés suivant l'axe c où se trouve une asymétrie dans la structure ; de plus, les directions (0001) et (000-1) ne sont pas équivalents ce qui conduit à une polarisation spontanée dans ce semi-conducteur. Ceci permet d'avoir deux types de structures hexagonales : la face-N et la face-Ga qui correspondent respectivement aux directions (0001) et (000-1) (Figure 8). La structure face Ga est la plus utilisée car elle permet d'obtenir des surfaces plus robustes.

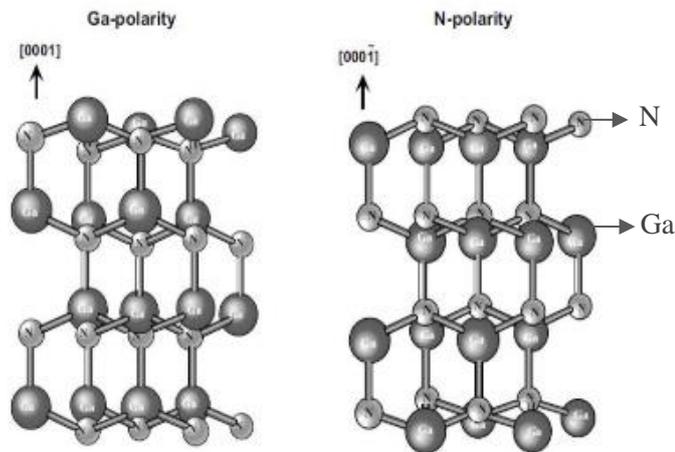


Figure 8 : Schéma représentant les deux faces de GaN [16].

2.2. Propriétés physiques et électriques du GaN

Le nitrure de gallium est un des matériaux les plus utilisés dans le domaine des composants de puissance, notamment grâce à ses propriétés physiques et électriques plus attractives que celles du silicium.

2.2.1. Bande interdite

Les semi-conducteurs sont caractérisés par leur bande d'énergie interdite. Trois types de semi-conducteurs peuvent être distingués : (i) les semi-conducteurs classiques comme le silicium (1.1 eV), (ii) les semi-conducteurs à large bande interdite (wide band-gap) comme le GaN (3.39 eV) et le SiC (3.26 eV), et (iii) les semi-conducteurs ultra large bande interdite (ultrawide band-gap) comme le diamant (5.45 eV). Plus le gap est important, plus les propriétés physiques des semi-conducteurs sont bonnes.

Le nitrure de gallium GaN est un semi-conducteur avec une bande interdite directe. Le minimum de la bande de conduction et le maximum de la bande de valence se trouvent sur la même valeur de vecteur d'onde K dans le diagramme d'énergie E(K). Ce gap est situé au centre de la zone de Brillouin (K=0) (Figure 9).

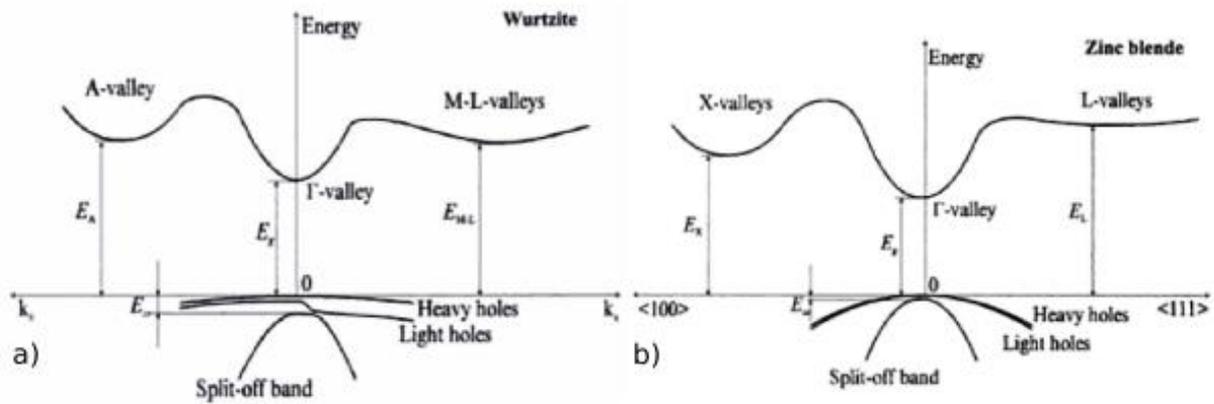


Figure 9 : Diagramme de bandes d'énergies du GaN. (a) Wurtzite (b) Zinc-Blende [17].

La grande bande interdite du GaN limite l'excitation thermique des électrons, et par conséquent le GaN est moins sensible à l'augmentation de la température. L'équation suivante montre que l'augmentation de la température conduit à la diminution du gap, E_g , qui garde une valeur relativement importante (Figure 10).

$$E_g = E_0 - (\alpha T^2) / (T + \beta) \quad \text{I.3}$$

Avec :

E_0 : énergie de la bande interdite à la température ambiante 300 K

$\alpha = 0.5999 \text{ meV.K}^{-1}$

$\beta = 880 \text{ K}$

T : température du composant

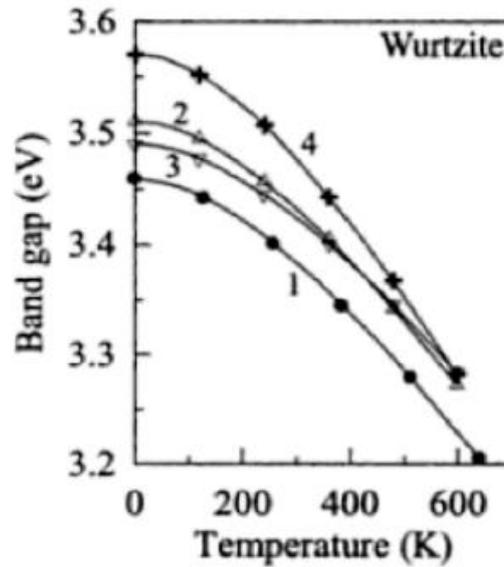


Figure 10 : Changement du gap en fonction de la température pour les différents échantillons [17].

2.2.2. Champ électrique critique

Parmi les paramètres importants de l'électronique de puissance figure le champ électrique critique dit encore champ de claquage. Ce dernier dépend de l'énergie de la bande interdite (avec $E_C \propto E_g^{3/2}$).

Tout comme pour le facteur de mérite Baliga présenté précédemment, un matériau à un grand gap possède un champ critique élevé. Sous une polarisation inverse, la zone de charge d'espace s'élargit quand la tension appliquée augmente, ce qui entraîne une augmentation du champ électrique à l'intérieur de cette zone. Pour un champ électrique proche du champ critique E_C , le phénomène d'ionisation par impact est obtenu. Les porteurs prennent alors une énergie cinétique importante permettant d'ioniser les atomes du réseau et de créer ainsi d'autres porteurs lors de la collision, ce qui entraîne le claquage par avalanche du composant.

La figure 11 montre la classification du champ électrique critique pour différents matériaux à une température de 300 K. Le GaN, le SiC et le diamant possèdent un grand E_C . Le champ critique du diamant (10 MV.cm^{-1}) et du GaN ($E_C = 3.4 \text{ MV.cm}^{-1}$) sont 30 et 11 fois plus importants que celui du silicium respectivement.

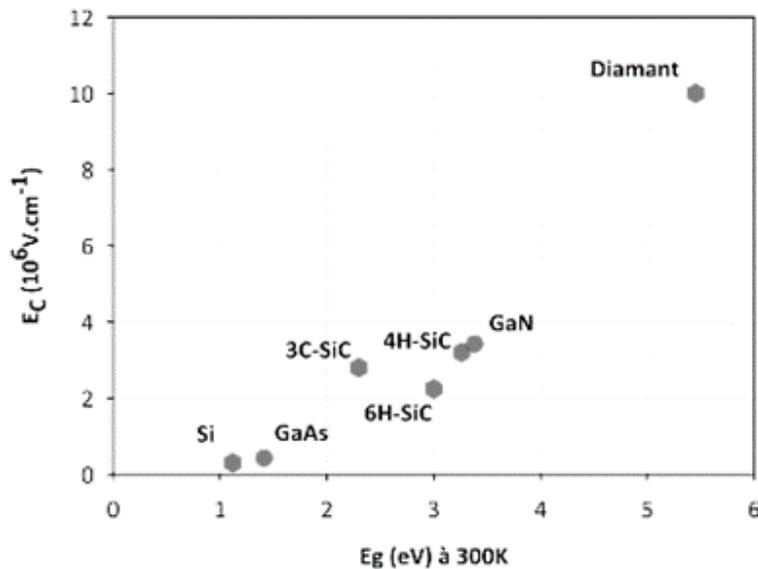


Figure 11 : Champ électrique critique des différents matériaux à 300 K [18].

Comme le champ critique dépend du gap du matériau et que l'augmentation de la température conduit à la diminution du gap, par conséquent le champ critique diminue avec l'augmentation de la température.

2.2.3. Vitesse de saturation et mobilité des électrons

Dans un champ électrique, les porteurs de charge se déplacent dans le matériau dans le sens du champ. L'équation (I.4) décrit l'expression de la vitesse du porteur en fonction de la mobilité et du champ électrique, tel que :

$$V = \mu E \quad \text{I.4}$$

Avec :

μ : mobilité ($cm^2/V \cdot s$)

E : champ électrique (V/cm)

Cette équation reste valable pour un champ électrique relativement petit. Dans le cas où celui-ci est élevé, la vitesse tend asymptotiquement vers une valeur constante. Cette vitesse est la vitesse de saturation V_{sat} . La V_{sat} du GaN est de $2.5 \times 10^7 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}$, valeur élevée par rapport aux autres semi-conducteurs.

La mobilité des porteurs varie avec la température et le dopage. La figure 12 montre l'évolution des mobilités en fonction de la concentration des porteurs pour différentes températures.

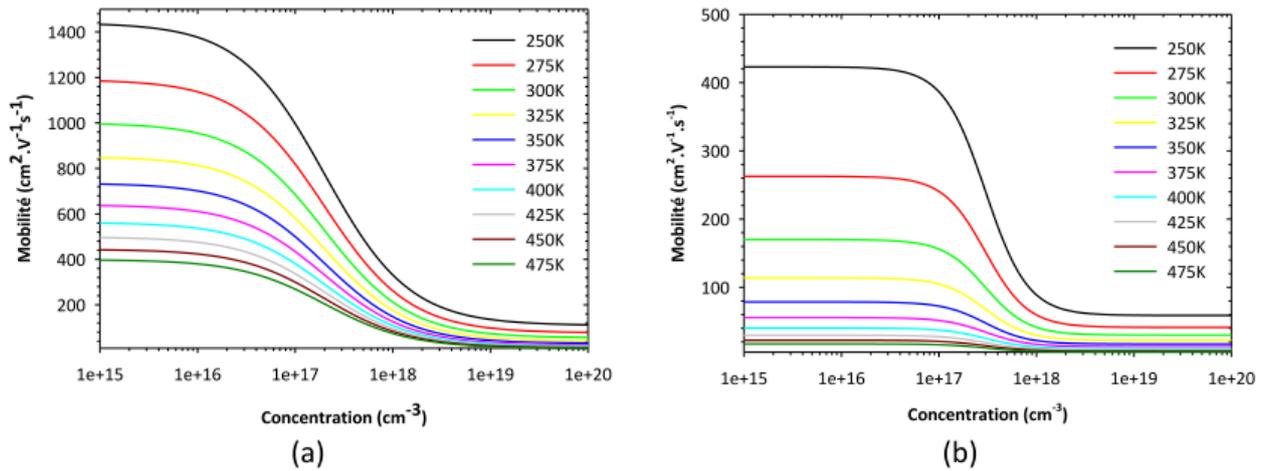


Figure 12 : Courbes de mobilité (a) des électrons et (b) des trous en fonction de la concentration [19].

Plus le matériau est dopé, plus la mobilité des porteurs (électrons, trous) diminue. D'autre part, la température présente une influence sur la mobilité pour une concentration peu élevée. Concernant le GaN, la mobilité est autour de $900 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ à 300 K. Au voisinage de l'hétérojonction GaN/AlGaIn, un canal d'électrons se forme entre ces deux matériaux appelé « gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG) ». Dans ce canal, les électrons possèdent une mobilité plus importante qui peut atteindre $1800 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ [20][21]. Par conséquent, plus la vitesse de saturation dans le gaz 2DEG est élevée, meilleures seront les applications d'électronique de puissance.

2.2.4. Conductivité thermique

La conductivité thermique est un paramètre crucial pour l'électronique de puissance, car ce domaine requiert une forte dissipation de chaleur. Ce paramètre démontre la capacité du matériau à transférer une quantité de chaleur par unité de temps et par unité de surface et sous un gradient de température. Pour ce qui est au GaN, la valeur de la conductivité thermique de $1.3 \text{ W} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$, est une valeur faible par rapport aux autres semi-conducteurs à large gap comme le SiC ($4.9 \text{ W} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$) et le diamant ($20 \text{ W} \cdot \text{K}^{-1} \cdot \text{cm}^{-1}$). En effet, il faut que cette valeur soit la plus grande possible, du fait que la chaleur non dissipée entraîne une élévation de la température. Néanmoins, et comme cela a déjà été montré, avec cette élévation, la mobilité va être réduite ce qui conduit à une diminution des performances des composants de puissance. Afin d'améliorer les performances des composants en GaN, il est alors nécessaire d'avoir recours à l'épitaxie sur substrat SiC, voire Si, qui servira de drain thermique. D'autre part, la conductivité thermique diminue quand la température augmente, ce qui nécessite de maîtriser la température pour une optimisation de performances des composants en GaN.

3. Les composants à base de GaN

Les propriétés électriques intéressantes du GaN conduisent à des applications en optoélectronique, notamment les photodiodes en GaN, les diodes lasers, et les diodes électroluminescentes, ainsi qu'en électronique de puissance comme les transistors HEMT et les diodes Schottky latérales à base d'hétérojonction AlGaN/GaN.

3.1. High Electron Mobility Transistor « HEMT »

Le HEMT est un transistor à haute mobilité des électrons qui est composé de deux semi-conducteurs à différentes bandes interdites, le GaN et l'AlGaN, qui forment un puits quantique à leur interface. Dans ce dernier, des électrons seront confinés formant ainsi un gaz bidimensionnel d'électrons (2DEG) avec une mobilité entre 1500 et $1800 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ et une densité de porteurs de l'ordre 10^{13} cm^{-2} . Dans le cas d'HEMT, le gaz-2D joue le rôle d'un canal dans un transistor à effet de champ.

3.1.1. Hétérojonction AlGaN/GaN

Lors de la mise en contact des matériaux GaN et AlGaN, une chute de potentiel est créée dans la bande de conduction au-dessus de l'énergie de Fermi ; ainsi les électrons sont confinés dans un puits quantique. La figure 13 montre le diagramme des bandes d'énergie de la bande de conduction E_C , la bande de valence E_V et l'énergie de Fermi E_F à l'hétérojonction avant et après la mise en contact de ces matériaux.

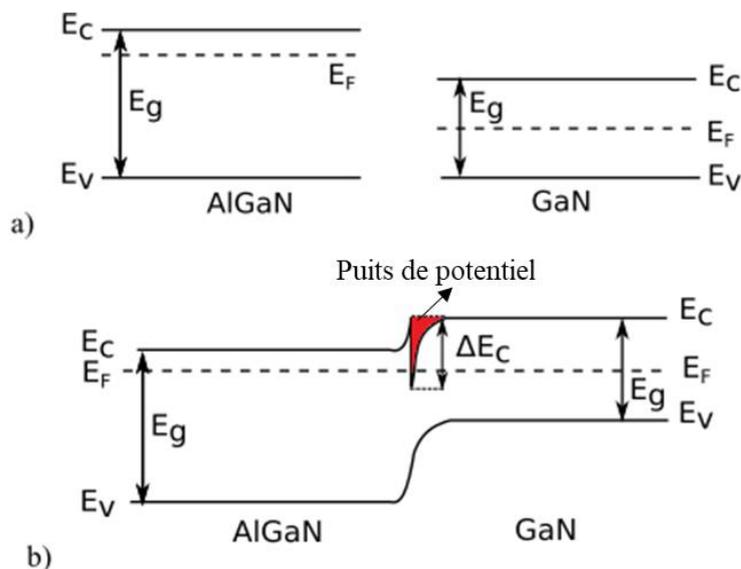


Figure 13 : a) Diagramme de la bande du GaN et d'AlGaN avant la mise en contact
b) Diagramme de la bande en contact des matériaux [22].

La figure 13 montre que l'hétérojonction est réalisée par la mise en contact de deux semi-conducteurs avec différentes bandes interdites, ce qui entraîne la discontinuité de la bande de conduction « ΔE_C » et de la bande de valence.

L'hétérojonction AlGaIn/GaN conduit à la formation d'un gaz 2DEG. Ce gaz apparaît à cause de la polarisation piézoélectrique P_{pz} qui s'ajoute à la polarisation spontanée sans être obligé de doper le matériau. En effet, l'existence de contraintes mécanique entre l'AlGaIn et le GaN provoque une déformation du réseau qui induit une polarisation supplémentaire, dite « polarisation piézoélectrique (P_{pz}) » et s'ajoute à la polarisation spontanée (P_{SP}). Sachant que, pour le GaN, il n'existe pas de polarisation P_{pz} en raison de son épaisseur qui est entre 1 et 3 μm , la polarisation globale permet donc d'avoir des charges fixes à l'interface AlGaIn/GaN (Figure 14). La densité de charges résultantes à l'interface AlGaIn/GaN ($\sigma_{\text{interface}}$) est donnée par l'équation suivante :

$$\sigma_{\text{interface}} = (P_{SP,AlGaIn} + P_{pz, AlGaIn}) - P_{SP,GaN} \quad \text{I.5}$$

La polarisation spontanée de l'AlGaIn peut être calculée en fonction du taux d'aluminium (Al), par interpolation linéaire à partir de P_{SP} du GaN et de l'AlN. où x est le taux d'aluminium, la polarisation spontanée (en C/m^2) de l' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$ étant donnée par l'équation suivante [23]:

$$P_{SP}(x) = -0.052x - 0.029 \quad \text{I.6}$$

A partir de cette équation, pour $x = 0$ et $x = 1$ on retrouve respectivement la polarisation spontanée du GaN et de l'AlN, ce qui donne $P_{SP,GaN} = -0.029 \text{ C}/\text{m}^2$ et $P_{SP,AlN} = -0.081 \text{ C}/\text{m}^2$. On peut en déduire que la polarisation spontanée d'AlGaIn est plus grande que celle du GaN en valeur absolue.

Afin d'obtenir la charge résultante à l'interface AlGaIn/GaN de l'équation I.5, il faut encore calculer la polarisation piézoélectrique de l'AlGaIn. Comme l'AlGaIn est épitaxié sur le GaN, c'est donc une contrainte en tension et comme la figure 14 le montre, le vecteur piézoélectrique est pointé vers le bas. La polarisation piézoélectrique est alors calculée avec la formule suivante [24]:

$$P_{pz}(x) = 2 \frac{a(x) - a_{GaN}}{a(x)} (e_{31}(x) - e_{33}(x) \frac{C_{13}(x)}{C_{33}(x)}) \quad \text{I.7}$$

où, $a(x)$ est le paramètre de maille de l' $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}$, a_{GaN} est le paramètre de maille du GaN, C_{13} et C_{33} sont des constantes élastiques sans unité, e_{31} et e_{33} sont les constantes piézoélectriques en C/m^2 .

En revenant à l'équation I.5, on peut en déduire que σ est positif puisque $P_{SP}(\text{AlGaIn})$ est toujours plus grande que $P_{SP}(\text{GaN})$. Alors la contrainte mécanique sur l'AlGaIn et la charge piézoélectrique associée augmentent la densité surfacique de charge de polarisation.

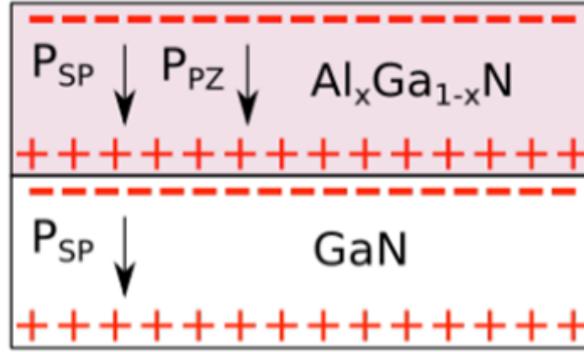


Figure 14 : Répartition des charges et des différentes polarisations dans l'hétérostructure AlGaIn/GaN.

Concernant l'HEMT, la densité de charge au sein de l'hétérojonction AlGaIn/GaN est positive. La condition de neutralité des charges conduit à leur compensation par des électrons, ce qui permet de former le canal 2DEG. Ces charges évoluent en fonction du taux d'aluminium et de l'épaisseur de l'AlGaIn. Ambacher [23] ont montré que le taux d'aluminium et l'épaisseur optimale sont respectivement entre $x=0.2$ et $x=0.3$ et pour une épaisseur d'AlGaIn de 20 nm, qui sont les valeurs utilisées par le LETI pour obtenir des composants AlGaIn/GaN avec des concentrations entre $1 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ et $1.6 \times 10^{13} \text{ cm}^{-2}$ [25], [26]. La figure 15 montre l'évolution de la densité de porteurs dans le canal 2DEG en fonction du taux d'aluminium.

La densité d'électrons dans le canal 2DEG $n_s(x)$ peut être calculée à partir de σ et des paramètres du GaN et de l'AlGaIn selon l'équation [23]:

$$n_s(x) = \frac{\sigma(x)}{e} - \frac{\epsilon_0 \epsilon(x)}{d_{AlGaIn} e^2} (e\phi_b(x) + E_F(x) - \Delta E_C(x)) \quad \mathbf{I.8}$$

où d_{AlGaIn} est l'épaisseur de l'AlGaIn, $\epsilon(x)$ est la constante diélectrique de l'AlGaIn, $e\phi_b$ la barrière Schottky de la grille, ΔE_C la différence d'énergie des bandes de conduction à l'interface AlGaIn/GaN et $E_F(x)$ le niveau d'énergie de Fermi.

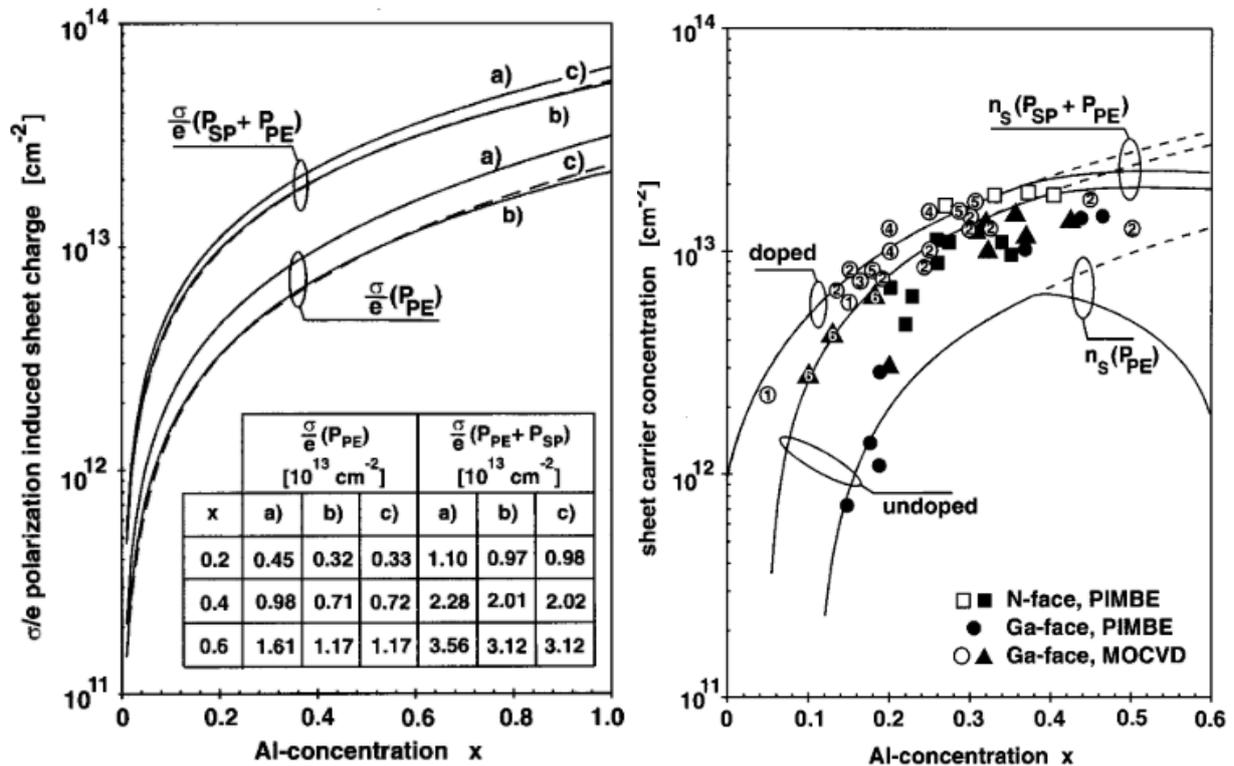


Figure 15 : La densité de charge surfacique de polarisation (à gauche) et la densité d'électrons maximale du 2DEG (à droite) à l'interface AlGa_xN/GaN en fonction du taux d'aluminium dans l'AlGa_xN [24].

La figure 16 présente la structure d'un HEMT AlGa_xN/GaN constituée d'une hétérojonction entre le GaN et l'AlGa_xN. Le GaN est épitaxié sur un substrat à l'aide d'une ou de plusieurs couches tampons afin de réduire les désaccords de maille entre le GaN et le substrat utilisé. Les contacts source et drain sont des contacts ohmiques et la grille est un contact Schottky qui permet de moduler la zone de charge d'espace, ainsi que la densité des électrons dans le canal 2DEG, ce qui donne un composant HEMT Normally-On.

Cependant, les performances de ces transistors ne sont pas encore fiables, à cause de l'effet de piégeage qui affecte le courant de drain (current collapse), limitant la puissance de sortie d'un HEMT. Cet effet de piégeage est causé principalement par la présence d'impuretés situées dans le cristal de GaN.

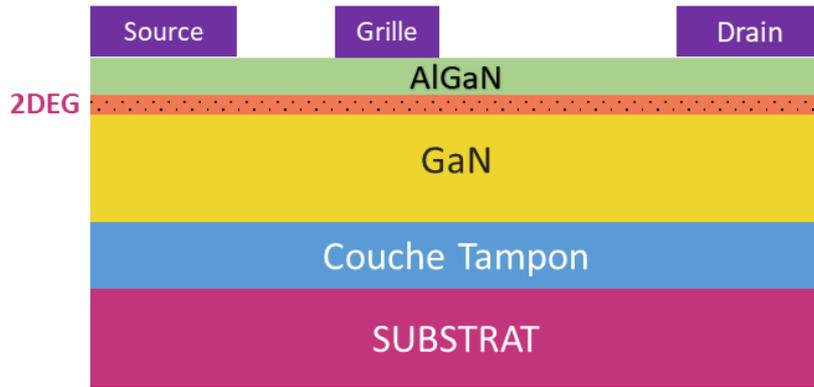


Figure 16 : Coupe verticale de la structure d’HEMT AlGaN/GaN.

3.1.2. Double hétérojonction AlGaN/AlN/GaN

Afin d’améliorer les composants AlGaN/GaN, une technique vise à ajouter une couche mince d’AlN entre la couche GaN et AlGaN, ce qui permet d’obtenir une double hétérojonction AlGaN/AlN/GaN. En effet, l’AlN possède une bande interdite E_g équivalente à 6.2 eV à la température ambiante, qui est supérieure à celle de l’AlGaN quel que soit le taux d’aluminium. Dans le cas d’AlGaN, on peut extraire ces paramètres à partir de ceux du GaN et de l’AlN. Concernant la bande interdite E_g , on peut la calculer à partir de l’expression suivante :

$$E_g(x) = x E_g(\text{AlN}) + (1-x) E_g(\text{GaN}) \quad \text{I.9}$$

Cette équation montre que la bande interdite de l’AlGaN tend vers celle de l’AlN, or l’équation I.8 montre que la densité du 2DEG dépend de la différence de bande $\Delta E_C(x)$. Ainsi, l’augmentation de la différence de bande conduit à un accroissement de la densité du 2DEG qui permet de diminuer la résistance à l’état passant [27]. La figure 17 montre la différence entre la structure de bande de la conduction entre une hétérojonction AlGaN/GaN et une double hétérojonction AlGaN/AlN/GaN. Ainsi, on remarque que ΔE_C est plus grand dans le cas de la double hétérojonction qui permet de confiner davantage les électrons dans le canal 2DEG.

Selon la littérature, l’épaisseur optimale d’AlN pour obtenir un effet bénéfique est de 1 nm [28][29]. L’épaisseur de l’AlN est critique, car pour des épaisseurs supérieures à 1 nm, une dégradation de la mobilité apparaît à cause d’une relaxation de l’ensemble AlN/AlGaN et de la différence de maille qui est plus importante pour l’AlN.

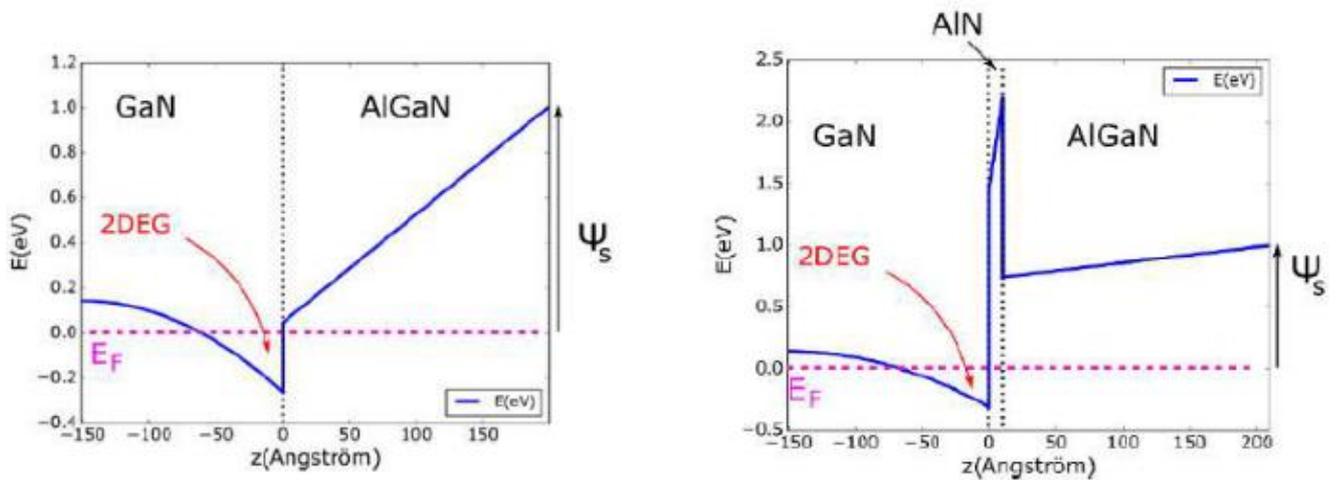


Figure 17 : Courbure de la bande de conduction calculée à l'interface AlGaIn/GaN (à gauche) et pour la double hétérojonction AlGaIn/AlN/GaN (à droite) [30].

3.2. HEMT Normally-Off

Nous avons déjà montré que les HEMT sont des transistors latéraux dont le gaz-2D à l'interface joue le rôle du canal entre le drain et la source. Pour cette structure, le transistor sera normalement passant ou Normally-On, adapté à des applications de faibles et moyennes puissances. Tandis que, pour les applications de commutations, des composants normalement bloqués ou Normally-Off sont préférables. Pour cela, différentes structures ont été proposées afin d'avoir un fonctionnement Normally-Off. La figure 18 présente ces différentes structures qui assurent le fonctionnement Normally-Off, tel qu'on peut les observer :

- (a) la structure « recess gate » basée sur une gravure partielle de la couche AlGaIn, qui réduit l'épaisseur de cette couche sous la grille. Ainsi, l'épaisseur de l'AlGaIn est réduite de 20 à 25 nm jusqu'à une épaisseur de 2 à 5 nm, ce qui réduit la concentration des électrons confinés dans le canal 2DEG sous la grille. Alors, la tension de seuil (V_{th}) va être augmentée vers des valeurs positives pour arriver à repeupler le canal sous la grille.
- (b) la structure p-GaN consiste à insérer une couche de GaN dopée P sous la grille. Les charges positives dans cette couche possèdent un potentiel intégré plus important que la tension générée par l'effet piézoélectrique. Par conséquent, une déplétion totale des électrons dans le 2DEG en-dessous de cette couche est obtenue, ce qui crée ainsi un transistor Normally-Off avec des tensions de seuil positives.
- (c) la structure où des atomes de Fluorine sont implantés sur la barrière AlGaIn, telle que la charge négative est utilisée pour avoir une déplétion du canal 2DEG

- (d) la structure « MOS-Gate », une extension du « recess gate », où un creusement total de la couche d'AlGaN sous la grille est produit. Alors le canal est interrompu et sera reformé par la création d'un canal MOS en polarisant la grille.

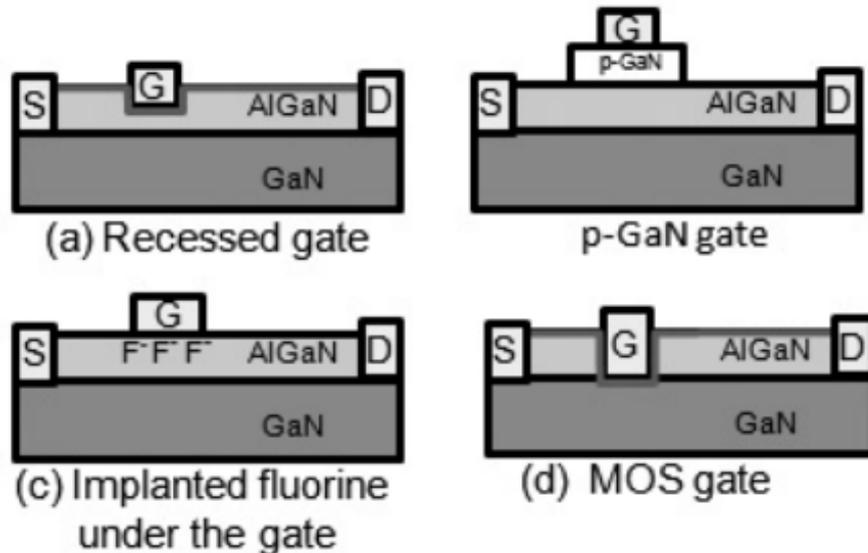


Figure 18 : Coupes verticales des structures des transistors HEMT Normally-OFF : a) Recess gate, b) p-GaN, c) implantation de Fluorine et c) MOS gate [31].

3.2.1. Gate Injection Transistor « GIT »

La société Panasonic a développé un transistor avec une couche p-AlGaN sous la grille, c'est la structure « Gate Injection Transistor » (GIT) [32], qui est mieux adaptée et qui peut servir à l'injection de trous de cette couche vers le 2DEG en conduisant une réduction de la résistance à l'état passant.

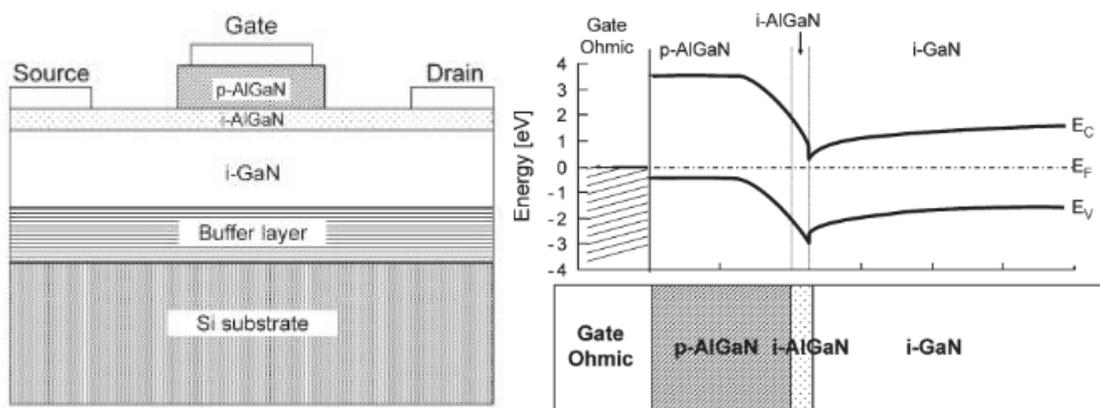


Figure 19 : A gauche : Coupe verticale de la structure GIT AlGaN/GaN. A droite : diagramme de bande du GIT pour une polarisation de grille $V_{GS} = 0$ V [32].

La figure 19 montre une coupe verticale de cette structure ainsi que la caractéristique la plus notable : la couche p-AlGaN sous la grille. Celle-ci permet de remonter le potentiel au niveau du canal, qui

supprime localement le puits de potentiel et dépeuple le gaz 2DEG. On obtient par défaut un fonctionnement Normally-Off comme l'indique le diagramme de bande dans la figure 19 (à droite).

Le principe du GIT est détaillé dans la figure 20. A $V_{GS} = 0$ V, le canal 2DEG sous la grille est dépeuplé et le transistor est bloqué. La polarisation directe de la grille entraîne l'injection de trous de la zone p-AlGaN vers le canal 2DEG, ce qui induit une génération d'électrons supplémentaires dans le 2DEG, pour des raisons de maintien de la neutralité électrique. Alors, pour V_{GS} plus grande que la tension de seuil, des électrons repeuplent le canal 2DEG, ce qui permet une circulation du courant entre le drain et la source.

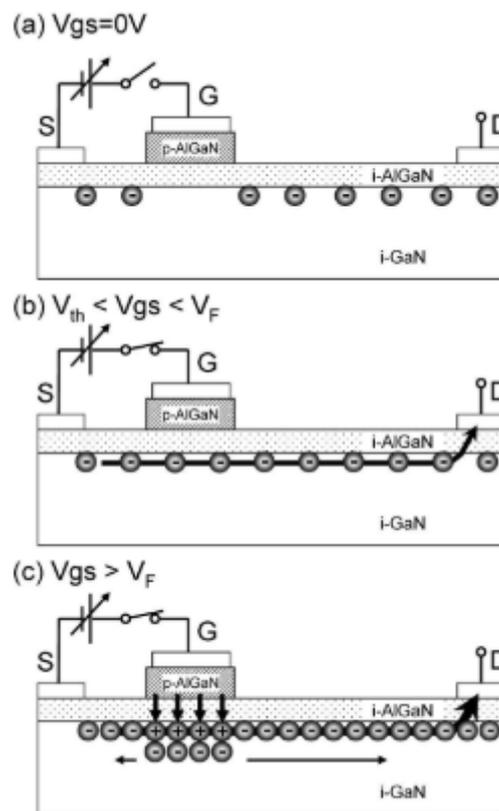


Figure 20 : Schémas des différentes conditions de fonctionnement GIT avec différentes tensions de grille.

(a) Fonctionnement normalement éteint avec le canal entièrement appauvri sous la grille à $V_{gs} = 0$ V. (b) Fonctionnement FET sans injection de trou à $V_{th} < V_{gs} < V_F$. (c) Opération GIT avec injection de trous à $V_{gs} > V_F$ [32].

Dans le but d'améliorer cette structure, Panasonic a développé une nouvelle technologie qui est le HD-GIT (Hybrid-Drain GIT) [33]. Comme le montre la figure 21, la structure est constituée d'une hétérojonction AlGaN/GaN avec deux couches principales : premièrement la couche p-GaN sous la grille pour obtenir la tension de seuil positive et deuxièmement une couche p-GaN supplémentaire à

côté de l'électrode de drain. Cette couche p-GaN est connectée électriquement au drain, ce qui permet d'injecter des trous et ainsi libérer les électrons piégés, et par conséquent de réduire le phénomène de courant-collaps et d'offrir des niveaux de densité et de puissance plus élevés [33], [34].

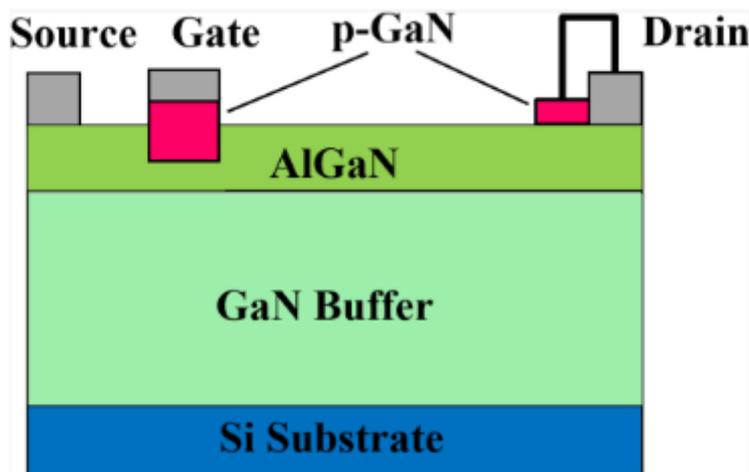


Figure 21 : Coupe verticale d'un transistor Hybrid-Drain GIT [34].

3.3. Diode Schottky

Les diodes Schottky possèdent des architectures latérales, pseudo-verticales et verticales. Ces diodes peuvent fonctionner à haute tension et elles présentent une faible résistance sous polarisation directe. Les diodes Schottky à architectures latérales peuvent être obtenues à partir de l'architecture des transistors HEMT, en transformant la grille comme une anode, le drain et la source devenant alors la cathode ; la tension de claquage atteint une valeur de 1.9 kV avec la structure réalisée par Zhu [35]. Cependant, ce type de diode présente des problématiques similaires à celles des transistors, telles que le phénomène de l'effondrement du courant (current collapse), la dégradation de la résistance dynamique et la réalisation de contact ohmique sur GaN, ou encore l'augmentation de la tension de claquage. Un des avantages des diodes AlGaN/GaN est qu'elles sont plus simples à étudier car l'on s'affranchit d'effets associés à la grille des HEMT. À l'étude de ce type des diodes, le double intérêt devient évident : le premier est leur similitude avec les HEMT. Elles peuvent alors être utilisées comme véhicule de test pour les transistors avec moins d'étapes de fabrication. Le second, comme pour les HEMT, est l'absence de temps de recouvrement, ce qui leur permet d'être des candidates idéales sur le marché des diodes de puissance à haute fréquence. En outre, l'architecture des diodes optimisées peut être appliquée aux transistors.

D'autres architectures verticales et pseudo-verticales pour lesquelles le courant circule verticalement le long de la diode GaN apparaissent (Figure 22).

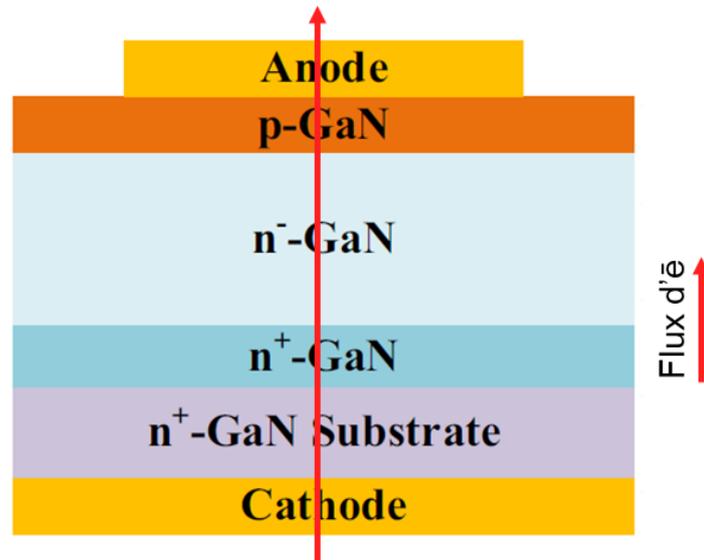


Figure 22 : Architecture verticale à base AlGaIn/GaN [36].

Dans ce qui suit, nous allons présenter les diodes GaN à barrière Schottky latérales et les diodes GaN verticales qui sont en développement.

3.3.1. Diode Schottky latérale d'hétérojonction AlGaIn/GaN

Les diodes Schottky à base de l'hétérojonction AlGaIn/GaN sont très similaires aux transistors HEMT déjà présentés. En effet, l'épitaxie des diodes est similaire à celle des HEMT jusqu'à la couche AlGaIn. Au-delà de cette couche pour les diodes, il faut réaliser un contact ohmique pour la cathode et un contact Schottky pour l'anode (Figure 23). Pour les HEMT il faut réaliser la grille ainsi que le drain et la source comme contact ohmique. On peut citer comme acteurs développant les diodes Schottky en GaN pour des applications autour de 650 V : le CEA-LETI avec STMicroelectronics [37], [38] et l'IMEC [39]. Néanmoins, les diodes Schottky peuvent être adaptées pour des applications nécessitant des tensions encore plus élevées [40]–[42]. Toutefois, ces diodes sont principalement utilisées comme dispositif de test et renseignent sur la tenue en tension d'une technologie.

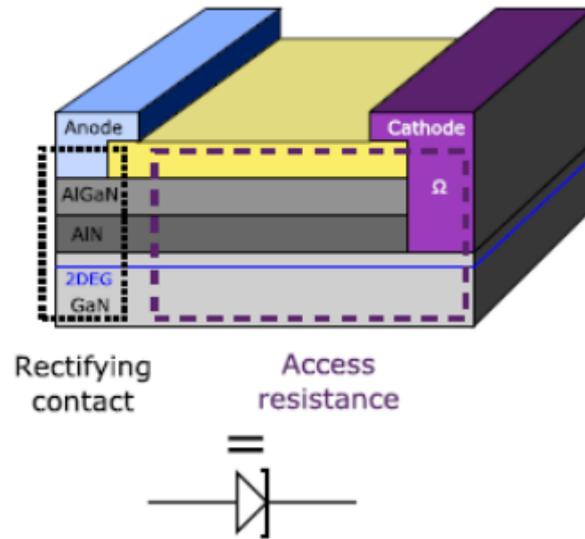


Figure 23 : Coupe verticale d'une diode Schottky AlGaN/GaN telle que l'anode est un contact Schottky et le contact ohmique est la cathode [43].

Comme pour les HEMT, le principe de base des diodes Schottky pour les performances à l'état passant est d'utiliser l'hétérojonction AlGaN/GaN qui permet d'obtenir le canal 2DEG à forte mobilité et une faible résistance de canal à l'état passant. Concernant les diodes Schottky, il faut réaliser un contact Schottky sur GaN, le plus souvent obtenu à partir d'un recess partiel ou total de l'AlGaN, suivi par un dépôt à base de Ti (Figure 24) qui permet d'obtenir des faibles tensions de seuil et des courants importants. D'autre part, comme la figure 24 à droite le montre, pour diminuer le courant de fuite en inverse, l'IMEC utilise une technologie qui s'appelle « Gated Edge Termination », composée d'un diélectrique.

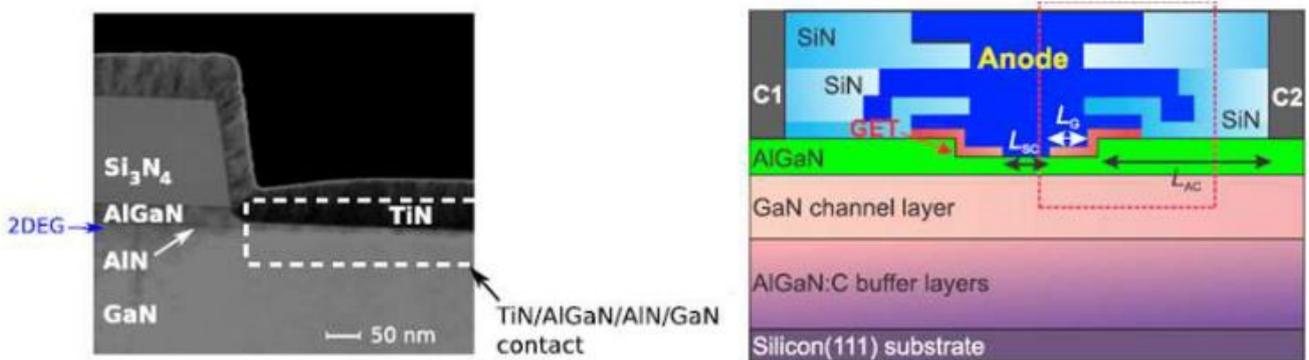


Figure 24 : A gauche : Contact Schottky classique obtenu à partir d'un recess partiel ou total de l'AlGaN suivi par un dépôt de base de Ti [43]. A droite : Illustration de la diode Schottky développée par l'IMEC [44].

Les différentes expériences présentées dans ce manuscrit de thèse ont été réalisées sur des diodes Schottky latérales reçues de la part de STMicroelectronics. Le LETI, en collaboration avec STMicroelectronics, a réalisé et démontré des performances des diodes latérales avec des caractéristiques à l'état passant, une tension de seuil V_{th} autour de 0.6 V et une densité de courant autour de 100 A.mm^{-1} pour une tension $V_F = 1.6 \text{ V}$. De plus, ces diodes présentent des tenues en tension élevées avec $V_{BR} = 650 \text{ V}$ et un faible courant de fuite qui est inférieur à $1 \mu\text{A}$ à 600 V et 150 °C. Ces caractéristiques montrent le potentiel des diodes Schottky AlGaIn/GaN, avec des performances atteintes suite à l'optimisation du renforcement ou *recess* des plaques de champ et du diélectrique autour de l'anode. A noter que ces caractéristiques sont très sensibles à ces paramètres, exigeant une optimisation très minutieuse.

Pour conclure, le GaN permet de concevoir des diodes Schottky latérales qui fonctionnent à haute tension et haute fréquence (autour du MHz). Néanmoins, ces composants présentent les mêmes problématiques que les transistors en termes de piégeages [45]–[48], car l'épitaxie est identique et reste sensible aux divers problèmes de fiabilités comme dans le cas des HEMT.

3.3.2. Diode Schottky verticale

Une architecture de diodes Schottky verticales en GaN existe. Elles sont fabriquées de la même manière que les diodes Si et SiC, avec une couche GaN épitaxiée sur un substrat GaN N⁺ de bonne qualité et un accord de maille entre l'épitaxie et le substrat, présentant l'avantage d'avoir aussi une bonne conductivité électrique et thermique. Une autre zone de GaN faiblement dopée est déposée par-dessus, de façon à ce que l'épaisseur et le dopage de cette zone déterminent la tension de claquage de la diode [49]–[53]. Finalement, une couche p-GaN est déposée au-dessus de cette région qui permet de réaliser la jonction p/n (Figure 25 à gauche).

Une autre structure verticale proposée dans la figure 25 à droite est la diode verticale à barrière Schottky, qui vise à utiliser une couche faiblement dopée (N⁻) permettant de contrôler la tenue en tension. Cette couche est déposée sur un substrat GaN. Au-dessus de la couche GaN-N⁻, un contact Schottky est réalisé avec des plaques des champs et un diélectrique.

La figure 25 présente les structures de la diode verticale à jonction p/n et la diode à barrière Schottky ; ces diodes présentent des tensions de claquage très élevées, ainsi que des courants directs importants [51], [52], [54], [55].

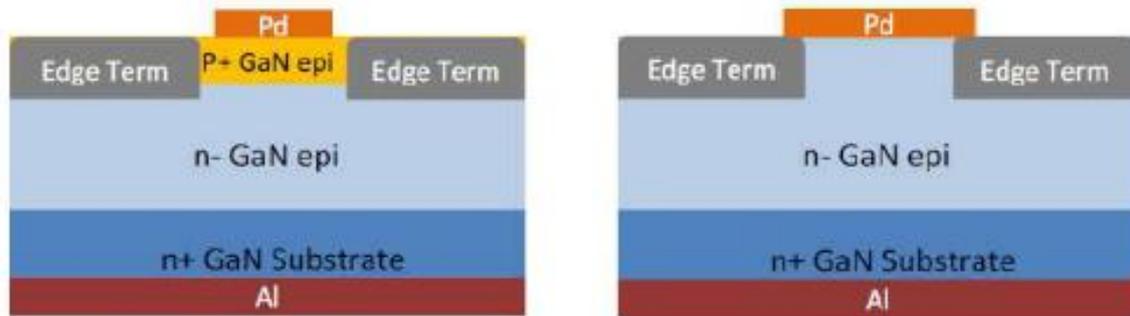


Figure 25 : Schéma d'une diode GaN verticale à base de jonction p/n (à gauche) et à barrière Schottky à droite [36].

Finalement les diodes verticales sont très prometteuses en termes de tenue en tension et de courant direct et elles présentent aussi l'avantage d'avoir une épitaxie moins complexe que les composants latéraux avec hétérojonction AlGaIn/GaN.

4. Fiabilités des composants HEMT

Les dispositifs AlGaIn/GaN à base 2DEG (HEMT et diodes latérales) sont prometteurs grâce à la forte mobilité des électrons dans le 2DEG et la grande tenue en tension de claquage due à un champ électrique critique élevé. Mais ce type de composant n'est pas encore aujourd'hui totalement fiable à cause des divers problèmes qui limitent ses performances électriques, comme la dégradation de la résistance dynamique R_{dyn} , la variation de la tension de seuil et la variation du courant de saturation des transistors HEMT.

Dans cette partie, nous allons aborder les principales causes de dégradation des composants AlGaIn/GaN. La figure 26 présente les différentes régions critiques sujettes à ces dégradations. Les mécanismes qui sont représentés en rouge (5,6,7,8) sont thermiquement actifs, ceux qui sont représentés en bleu (2 et 3) dépendent du phénomène d'électrons chauds et finalement les mécanismes 1 et 4 (en vert) sont propres aux dispositifs GaN en raison de la nature piézoélectrique de ce semi-conducteur.

Dans ce qui suit, une présentation plus détaillée sera donnée, principalement concernant les mécanismes de piégeage/dépiégeage, l'effet de l'auto-échauffement et finalement le phénomène d'électron chaud.

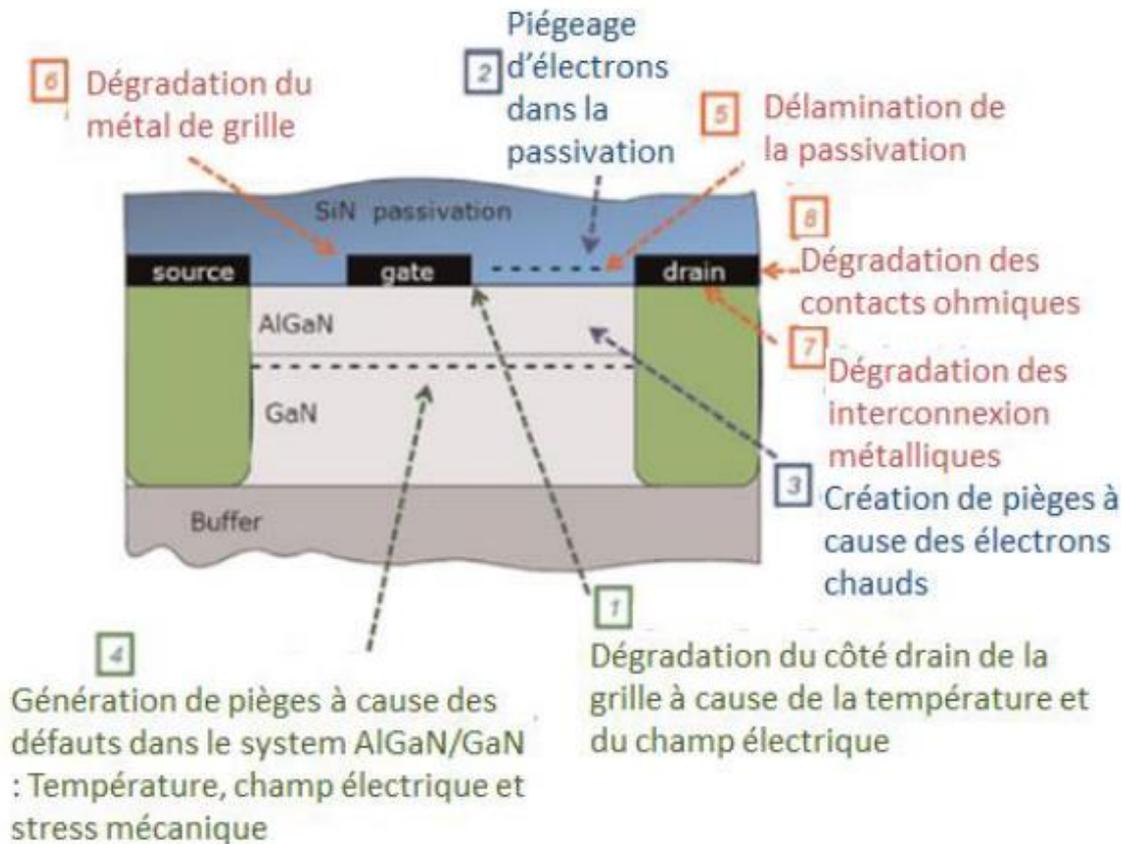


Figure 26 : Schéma représentant les différents mécanismes de défaillance récemment identifiés sur les HEMT GaN [56] .

4.1. Effets de piégeages

Les pièges sont des défauts provenant des procédés de réalisation encore difficilement maîtrisés. A cause des couches actives très fines des HEMT, ces structures sont particulièrement sensibles à ces défauts et la densité des électrons dans le canal 2DEG peut être facilement perturbée par ces charges.

La présence des défauts ponctuels ou des défauts cristallins, soit dans le volume de la structure ou au niveau des interfaces, crée des niveaux d'énergie à l'intérieur de la bande interdite. Ces niveaux d'énergie non souhaités peuvent capturer ou émettre des porteurs en ionisant ou en neutralisant le défaut. On appelle alors ces impuretés ou défauts des pièges car ils ont tendance à piéger ou à libérer des électrons. Par conséquent, les pièges peuvent modifier l'état de charge dans la structure et la densité du gaz-2D. En fonction du type de défaut, les pièges peuvent être de type « accepteurs » s'ils captent un électron ou « donneurs » s'ils émettent un électron.

4.1.1. Principe

Le diagramme de bandes d'un semi-conducteur parfait est constitué d'une bande de valence E_V et d'une bande de conduction E_C qui sont séparées par la bande interdite E_g , dans laquelle il n'existe aucun niveau d'énergie. Tandis que, les atomes étrangers ou les défauts cristallins (les pièges) présents dans un cristal conduisent à introduire des niveaux d'énergie discrets dans la bande interdite présentés par E_T dans la Figure 27.

La Figure 27 présente les différents processus de capture et d'émission pour les pièges ayant une énergie E_T et une densité N_T/cm^3 où n et p sont respectivement les densités d'électrons et de trous dans le semi-conducteur. Comme le montre la figure 27, il y a généralement quatre événements possibles entre la bande de conduction, la bande de valence et le niveau d'énergie du piège E_T :

- Événements (a) : le piège peut capturer un électron de la bande de conduction, tel que cet événement est caractérisé par le coefficient de capture c_n ($\text{cm}^3 \cdot \text{s}^{-1}$).
- Événements (b) et (c) : après la capture d'électrons, deux événements peuvent se produire : soit le renvoi de l'électron vers la bande de conduction E_C qui est caractérisé par le coefficient d'émission e_n (s^{-1}), soit la capture d'un trou de la bande de valence qui est caractérisée par le taux de capture c_p .
- Événements (d) et (a) : après l'un de ces deux événements (b et c), le piège est occupé par un trou et il existe encore deux possibilités : soit le piège renvoie le trou vers la bande de valence (événement (d)) et cet événement est caractérisé par le taux d'émission e_p , soit il capture un électron de la bande de conduction (a).

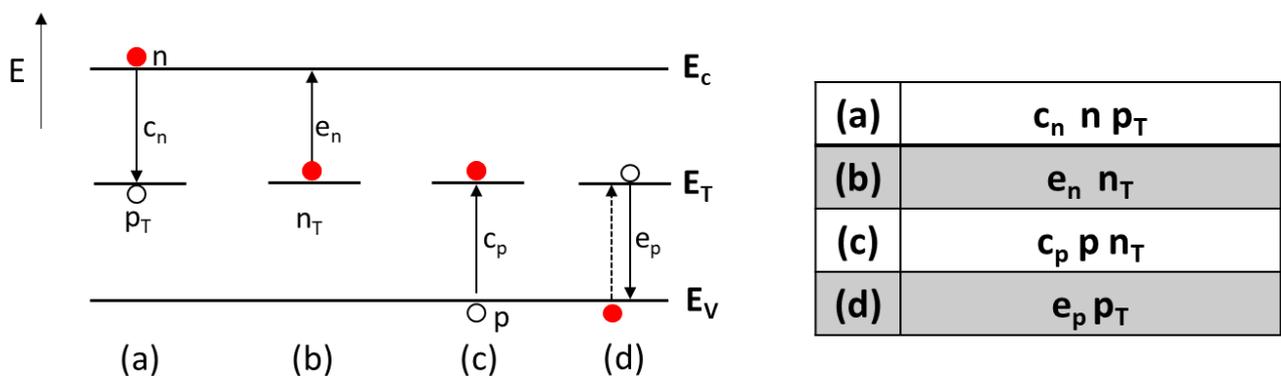


Figure 27 : Mécanismes d'émission et de capture assistés par pièges et les équations correspondant à chaque mécanisme [57].

Alors, deux types d'événements sont mis en place : un événement de capture qui est représenté par les deux événements (a) et (c) et un événement d'émission qui est représenté par les événements

(b) et (d). Les pièges peuvent exister sous forme de deux états : soit occupé par un électron avec une densité n_T , soit par un trou avec une densité p_T . La densité totale des pièges (N_T) doit être égale à la somme des densités des pièges occupés par des électrons (n_T) et des trous (p_T). Alors la densité N_T est représentée par l'équation suivante :

$$N_T = n_T + p_T \quad \mathbf{I.10}$$

A cause des processus de capture et d'émission, la densité d'électrons dans la bande de conduction n , la densité des trous dans la bande de valence p et la densité de pièges n_T ou p_T sont toutes des fonctions du temps.

L'évolution de la densité d'électrons dans la bande de conduction dépend des deux événements (a) et (b), tel que la densité des électrons diminue par la capture d'électrons (a) et augmente par l'émission d'électrons après l'événement (b). L'émission d'électrons de la bande E_T jusqu'à la bande de conduction dépend seulement de la densité des pièges occupés par des électrons n_T et du taux d'émission e_n et elle ne dépend pas de la densité des électrons de la bande de conduction n . En effet, durant le processus d'émission, il n'est pas nécessaire qu'il y ait des électrons dans la bande E_C . Aussi, pour le phénomène d'émission il est nécessaire que les pièges soient occupés par des électrons (s'il n'y a pas d'électrons dans les pièges aucun électron ne peut être émis). La Figure 27 montre l'expression de l'émission par l'événement (b) ($e_n n_T$).

Concernant le processus de capture, il dépend de n , p_T et du c_n . Contrairement au processus d'émission, la densité d'électrons n est importante pour ce processus, car pour capturer des électrons, ceux-ci doivent être présents dans la bande de conduction. Alors l'expression de capture d'électrons est présentée par le processus (a) dans la Figure 27 avec $c_n n p_T$. Avec la même méthodologie nous trouvons les expressions de processus pour les trous ((c) et (d)).

La variation des densités des porteurs dans la bande de conduction et de valence dépend des processus de capture et d'émission et s'exprime selon les équations suivantes :

$$\frac{dn}{dt} = (b) - (a) = e_n n_T - c_n n p_T \quad \mathbf{I.11}$$

$$\frac{dp}{dt} = (d) - (c) = e_p p_T - c_p p n_T \quad \mathbf{I.12}$$

Après chaque émission ou capture d'un électron, l'occupation du piège varie avec l'équation suivante :

$$\frac{dn_T}{dt} = \frac{dp}{dt} - \frac{dn}{dt} = (c_n n e_p) (N_T - n_T) - (c_p p + e_n) n_T \quad \mathbf{I.13}$$

Cette équation est non linéaire, n et p étant des variables dépendant du temps. Pour pouvoir en tirer les expressions des densités des pièges pour les deux processus, émission et capture, il a fallu faire plusieurs simplifications [57].

Pendant la période d'émission, l'expression temporelle simplifiée de n_T s'exprime selon l'équation suivante :

$$n_T(t) = n_T(0) \exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right) \quad \mathbf{I.14}$$

Tel que $n_T(0)$ est la densité d'électrons piégés à $t = 0$ et $\tau_e = 1/e_n$ est la constante de temps d'émission.

L'expression temporelle de n_T pendant la période de capture est la suivante :

$$n_T(t) = N_T - (N_T - n_T(0)) \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right) \quad \mathbf{I.15}$$

Avec $\tau_c = 1/c_n$ est la constante de temps de capture.

Pour $t \rightarrow \infty$, la densité des pièges à l'état d'équilibre n_T est la suivante :

$$n_T = \frac{e_p}{e_n + e_p} N_T \quad \mathbf{I.16}$$

Le tableau 3 résume finalement les différentes expressions en fonction de l'état des pièges.

Tableau 3 : Expression de la densité de charges piégées n_T en fonction des différents états [57].

Etat	Expression de n_T
Emission	$n_T(t) = n_T(0) \exp\left(-\frac{t}{\tau_e}\right)$
Capture	$n_T(t) = N_T - (N_T - n_T(0)) \exp\left(-\frac{t}{\tau_c}\right)$
Équilibre	$n_T = \frac{e_p}{e_n + e_p} N_T$

L'évolution de la densité des électrons (et des trous) piégés dans un semi-conducteur est une fonction exponentielle qui dépend des constantes de temps d'émission e_n et de capture c_n , tel que chaque piège a ses propres constantes de temps dépendants de la section efficace des pièges.

Finalement, les pièges sont caractérisés par différents paramètres comme l'énergie d'activation E_A (eV) qui est l'énergie du niveau d'impuretés E_T , et la section efficace de capture (cm^2) qui peut être définie comme une zone autour des pièges quantifiant la probabilité de capturer un électron. Comme la section efficace est proportionnelle au taux d'émission e_n , plus la section est grande plus la probabilité de capturer des électrons est importante.

4.1.2. Emplacement des pièges et conséquence de piégeages

Comme cela a déjà été démontré, les pièges peuvent influencer la densité d'électrons dans le canal 2DEG, ce qui a pour impact de créer des fluctuations sur les caractéristiques électriques des composants.

La figure 28 montre les conséquences des différentes conditions de stress et de piégeage que peut subir un composant AlGaIn/GaN. Le phénomène de piégeage peut être considéré alors comme un changement de l'équilibre de charge dans les différentes régions du composant selon les modes de fonctionnement. Selon les conditions de neutralité, les charges supplémentaires doivent être équilibrées afin de maintenir la neutralité des charges du système entier. Normalement, l'équilibre se produit avec un changement de la densité de charges dans le canal 2DEG. Alors si des charges négatives sont piégées autour de la source ou du drain, la densité des électrons du 2DEG se réduit et conduit à une augmentation de la résistance statique à l'état passant R_{ON} . Si des charges négatives sont piégées sous la grille, un changement de la tension de seuil V_{th} est obtenu. La figure 28-a présente un HEMT idéal, c'est-à-dire un composant sans aucun piège à l'état passant, où le canal 2DEG serait entièrement peuplé d'électrons.

Il existe plusieurs types de dégradations électriques du composant qui peuvent survenir à cause de la dépendance de l'emplacement et de la quantité de charges piégées par le type du stress appliqué sur le composant. A titre d'exemple, pour un stress électrique appliqué sur le drain, des charges négatives se mettent au niveau du 2DEG, ce qui entraîne un excès de charges négatives. Cet excès doit être compensé pour maintenir l'équilibre des charges dans cette zone : une diminution de la concentration des charges dans le canal qui entraîne une augmentation de la résistance R_{ON} (Figure 28-b). Ce phénomène se produit par exemple après un passage de l'état bloqué à l'état passant avec une tension de drain V_{DS} (à l'état bloqué) élevée.

D'autre part, pour un stress appliqué sur la grille, comme la figure 28-c le montre, des charges négatives sont piégées sous celle-ci, ce qui induit une réduction de la concentration des électrons du 2DEG dans la partie juste au-dessous, provoquant ainsi la variation de la tension de seuil.

Finalement, en appliquant un stress sur la grille et le drain en même temps, une variation de la tension de seuil, ainsi qu'une augmentation de la résistance R_{ON} sont obtenues (Figure 28-d).

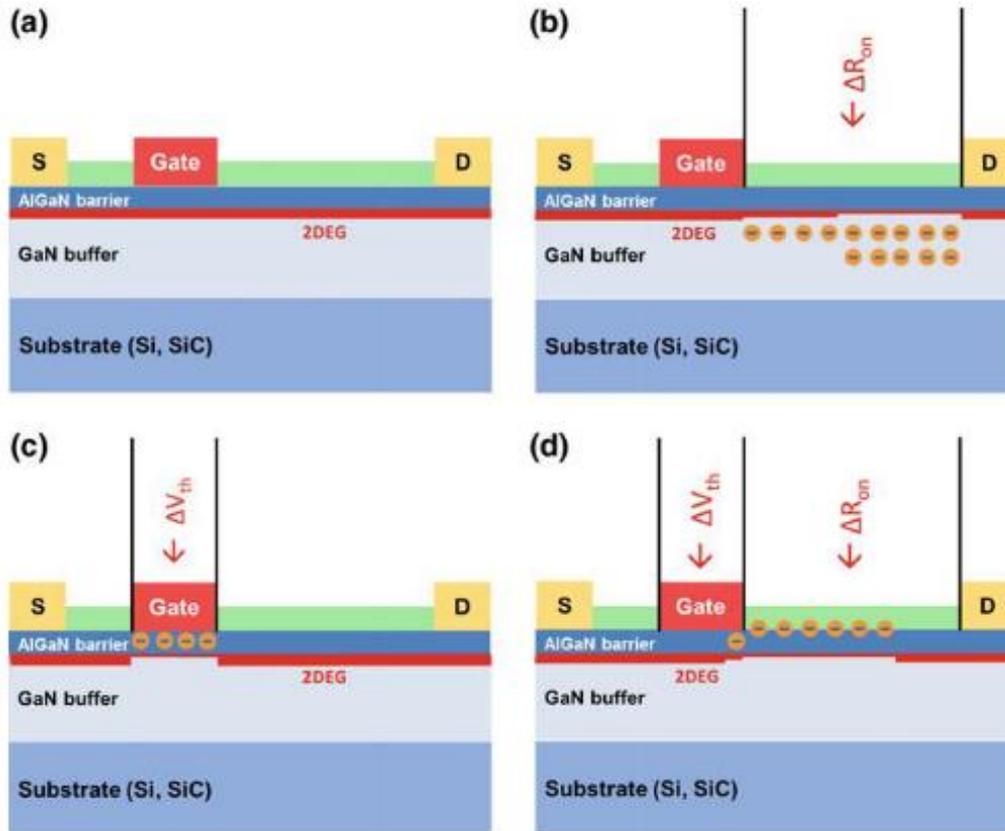


Figure 28 : Coupe transversale d'un HEMT AlGaIn/GaN sous différentes conditions de stress et piégeage [58]. a) Sans stress, b) stress électrique sur le drain, c) stress électrique sur la grille et d) stress sur la grille et le drain.

Plusieurs études détaillent ce phénomène en se basant sur des HEMT AlGaIn/GaN [59]–[62]. Des stress électriques ont été appliqués sur des HEMT afin d'étudier leur influence sur les caractéristiques I(V). Différentes techniques de mesures pour caractériser les pièges ont été utilisées avant et après le stress. La figure 29-b montre une corrélation directe entre la création de pièges et une dispersion sur les caractérisations I(V), qui témoigne du début de la dégradation de la résistance à l'état passant.

La figure 29-a présente les résultats de DLTS (Deep-Level Transient Spectroscopy), technique permettant de caractériser les pièges. Pour les mêmes conditions de courant et de tension utilisées sur les caractérisations I(V), la variation de la résistance ΔR_{dyn} dynamique montre que l'amplitude de ΔR_{dyn} est liée à un piège $E_C-0,45\text{eV}$, tel que la résistance augmente de $0,04 \Omega\text{-mm}$ après le stress. Cette valeur est en accord avec la légère variation de la résistance sur les caractérisations I(V).

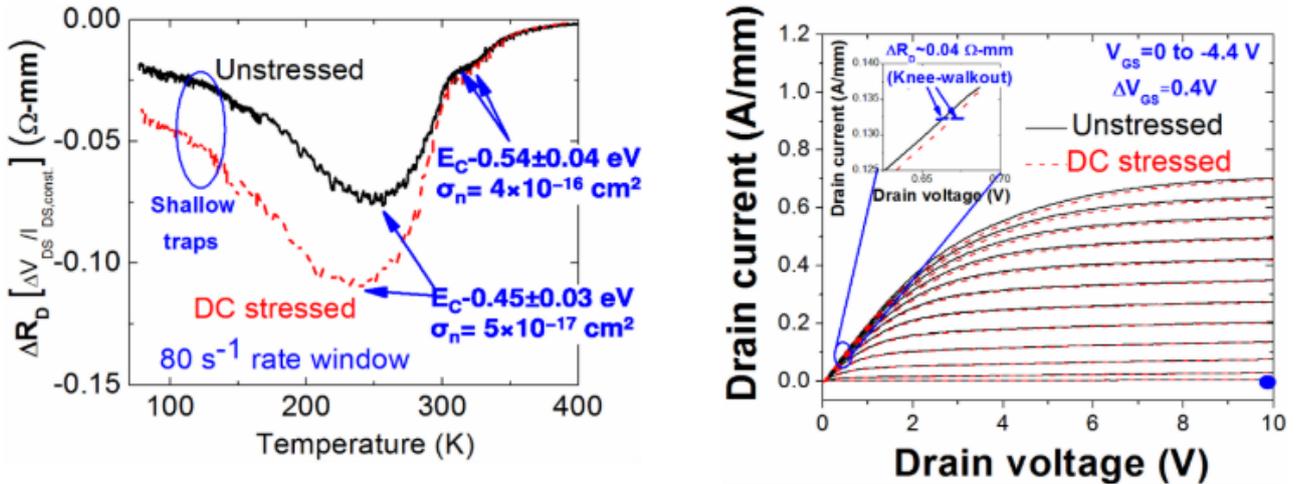


Figure 29 : Mesure de pièges avant et après le stress en utilisant la DLTS (à gauche).

Caractérisation I(V) montrant une différence de résistance de $0.04 \Omega \cdot \text{mm}$ (à droite) [61].

Shi, Yuanyuan et al [60] ont réalisé des études sur les mécanismes d'instabilité du V_{TH} dans les HEMT 650 V. Un déplacement positif comme négatif du V_{TH} a été observé sur la figure 30 lorsque les DUT sont soumis à une contrainte de grille directe. Le V_{TH} présente un décalage positif pour $V_{GSQ} \leq 6$ V et un décalage négatif pour $V_{GSQ} > 6$ V.

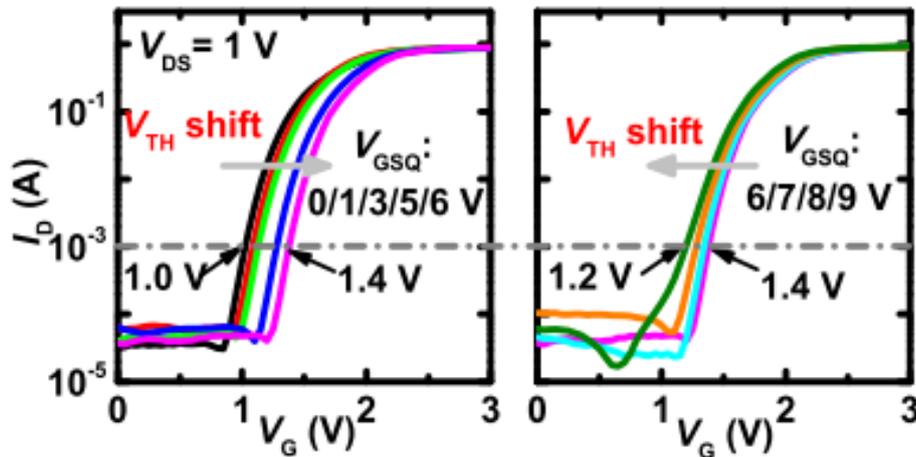


Figure 30 : Courbes de transfert mesurées par une contrainte de grille pulsée avec une polarisation de grille de repos positive V_{GS} de (a) 0 ~ 6 V et (b) 6 ~ 9 V. Le V_{DS} est fixé à 0 V [60].

4.2. Auto-échauffement

Comme cela a déjà été montré et grâce à la large bande interdite du GaN, l'avantage des HEMT réside dans leurs performances pour des tensions assez élevées. On observe alors des densités de courant importantes dans les composants, engendrant une grande densité de puissance et de chaleur, générée

par effet joule, qui est dissipée par conduction thermique. Concernant les HEMT, la dissipation de la chaleur s'effectue, entre autres, par conduction vers le substrat. Pour cela, afin de pouvoir dissiper le plus de chaleur possible, il est nécessaire d'utiliser un substrat ayant une bonne conductivité thermique. La qualité du substrat joue un rôle très important sur les performances à forte puissance. En effet, l'augmentation de la température provoque une diminution de la tension de claquage et une augmentation du courant de fuite. De plus, une réduction de la mobilité des porteurs est alors induite, résultant en une augmentation de la résistance à l'état passant, et une diminution de la transconductance et du courant drain-source.

4.3. Électrons chauds

Les phénomènes d'électrons chauds sont souvent cités comme un problème pour la fiabilité, qui limitent les performances des composants à base GaN comme les HEMT AlGa_N/Ga_N.

Les électrons chauds sont des électrons qui acquièrent une énergie cinétique élevée sous l'effet d'un champ électrique important. Ils peuvent sortir du puits de potentiel du canal 2DEG et être piégés dans des régions différentes du composant comme la couche GaN, ou la couche barrière AlGa_N, ou encore à l'interface de la couche de passivation. Ainsi, les électrons chauds peuvent être capturés par des pièges qui perturbent la densité des électrons dans la canal 2DEG, conduisant à la variation des caractéristiques électriques des HEMT [63], en diminuant le courant de saturation et la transconductance à cause de l'augmentation de la résistance à l'état passant et par le décalage de la tension de seuil (Figure 32) [64]–[66]. La figure 31 présente le processus de dégradation et le phénomène de piégeage au sein de la couche de passivation ou de la couche GaN. Par ailleurs, la densité d'électrons chauds dépend du stress appliqué sur le composant.

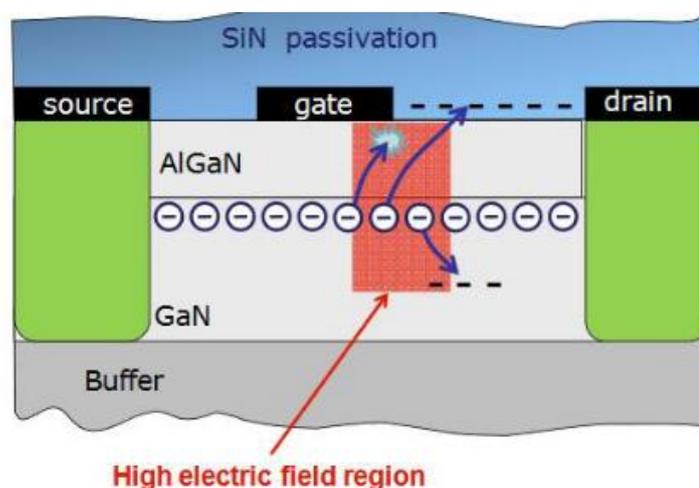


Figure 31 : Coupe transversale d'un HEMT AlGa_N/Ga_N en identifiant les électrons atteignant une énergie élevée ce qui permet d'avoir des électrons chauds [67].

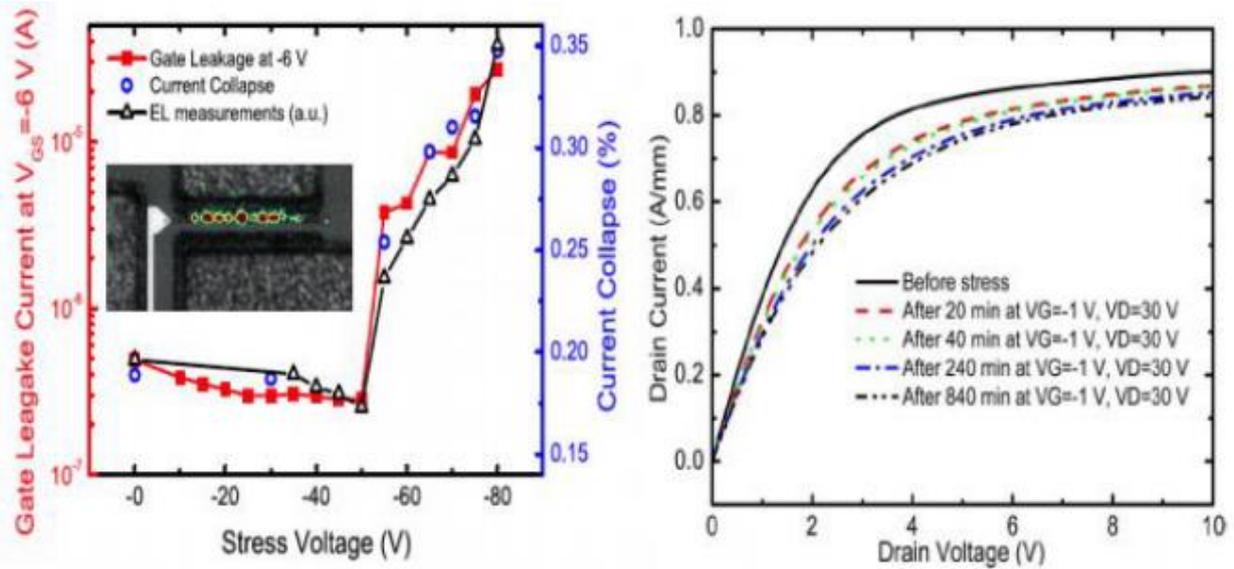


Figure 32 : Gauche: Résultats d'un stress réalisé en augmentant la tension (négative) appliquée à la grille ; Droite : Caractérisations I(V) avant et après stress [63].

Afin de caractériser les effets des électrons chauds, des mesures d'électroluminescence ont été réalisées par A. Hilton et al [68]. La figure 33 présente l'évolution de l'électroluminescence en fonction du stress, avec des mesures données pour différents niveaux de la tension V_{GS} et V_{DS} . Il apparaît que l'intensité d'électroluminescence dépend de la tension V_{GS} de manière non monotone et en même temps de la tension appliquée sur le drain V_{DS} . Ainsi, ces résultats montrent les effets des électrons chauds qui se produisent et dépendent des conditions de polarisation.

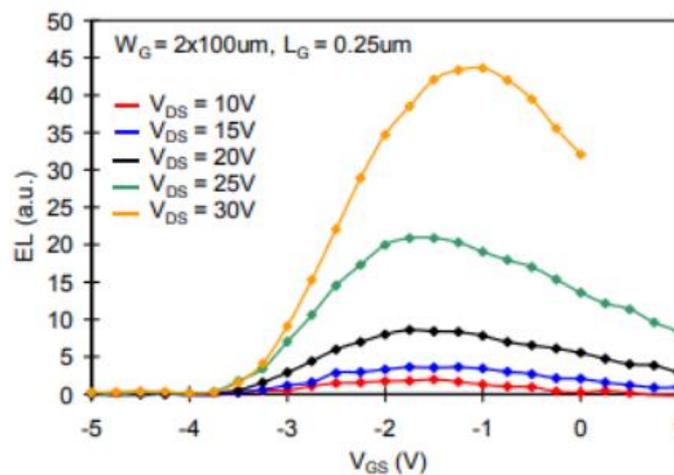


Figure 33 : Intensité de l'Électroluminescence en fonction de la tension V_{GS} pour un stress à différents niveaux de tension V_{DS} [69].

Par ailleurs, I. Rossetto et al. [66], ont prouvé l'existence des électrons chauds durant la commutation dure des HEMT AlGaIn/GaN. Ces auteurs ont réalisé des études sur l'influence des commutations

douces et des commutations dures sur la résistance dynamique. Les résultats montrent que les composants analysés ne souffrent pas d'augmentation de la résistance dynamique lorsqu'ils sont soumis à une commutation douce. A l'inverse, la commutation dure entraîne une augmentation de la résistance dynamique (Figure 34), due aux effets des électrons chauds. En effet, lors de chaque commutation, les électrons du canal 2DEG sont accélérés par le champ électrique élevée et ensuite piégés dans l'hétérostructure AlGaIn/GaN ou en surface. Cette hypothèse est supportée par le fait que l'augmentation de la résistance dynamique est corrélée au signal d'électroluminescence EL mesuré dans les conditions de commutation dure.

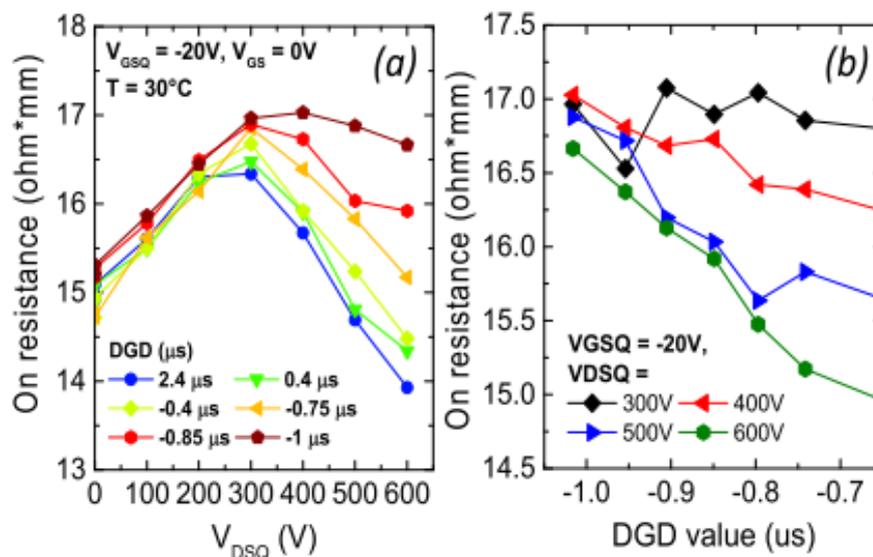


Figure 34 : (a) Variation de la résistance dynamique tracée en fonction du point de polarisation du drain (V_{DS}) pour plusieurs valeurs de DGD. (b) Variation de la résistance dynamique pour différentes valeurs DGD [66].

Le changement dynamique de la résistance ON a une tendance non monotone avec le V_{DSQ} (tension appliquée sur le drain), montrant un maximum pour $V_{DS} = 300V$.

La figure 35 présente le signal EL mesuré dans différentes conditions de commutation douce et dure, c'est-à-dire pour plusieurs valeurs de DGD (le DGD « Drain to Gate Delays » est défini comme la plage de temps entre la tension V_D et V_G), avec un $V_{DS} = 600V$. En commutation douce (par exemple, $DGD = 0,4 \mu s$), un petit point chaud est observé, éventuellement émis pendant le passage de l'état OFF à l'état ON. Lors d'une commutation dure (c'est-à-dire vers des valeurs DGD négatives à partir de $-0.85 \mu s$), l'intensité du signal augmente et le modèle d'émission devient presque uniforme. Un tel motif est cohérent avec la luminescence des électrons chauds : ceux-ci sont injectés uniformément depuis la source et accélérés par le champ électrique élevé vers le drain.

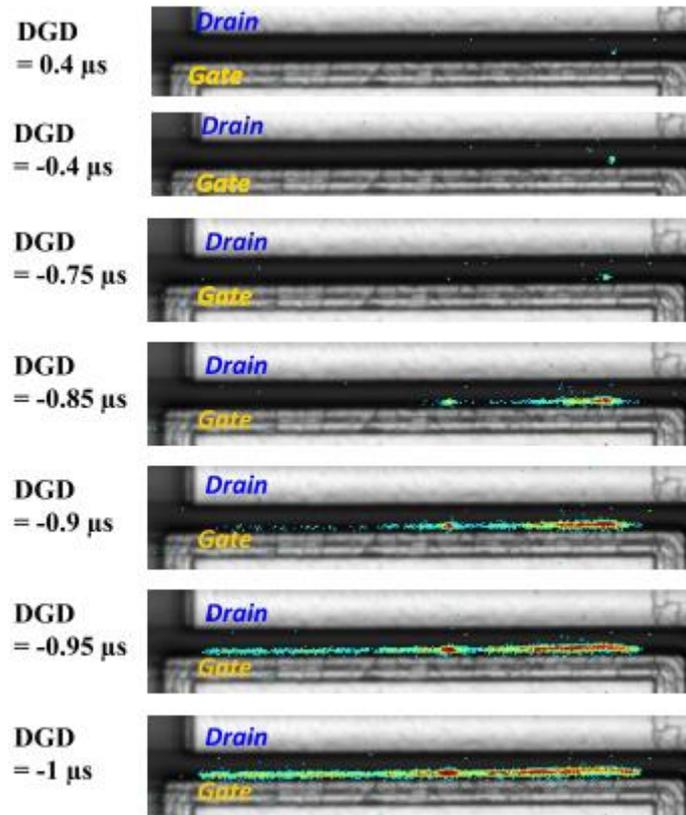


Figure 35 : Signal EL détecté lors des mesures pulsées pour plusieurs valeurs DGD appliquées allant de 0.4 à $-1 \mu\text{s}$. Le signal EL est détecté à $V_{\text{DS}} = 600 \text{ V}$ [66].

5. Conclusion

La demande croissante à l'usage des composants de puissance nécessite le recours à des matériaux à grand gap qui se distinguent par de meilleures propriétés physiques et électriques que le silicium (mobilité des électrons, vitesse de saturation et champ électrique critique) tels que le GaN. Le travail effectué visait à analyser les performances des diodes de puissance à base GaN et à réaliser des simulations et des caractérisations électriques et physiques sur ces composants.

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté les propriétés des semi-conducteurs à large bande d'énergie interdite (WBG), dont essentiellement le nitrure de gallium, qui est intéressant pour des applications de moyenne puissance et haute fréquence. Puis, nous nous sommes intéressés à la structure des composants à base d'hétérojonction AlGaN/GaN, où le gaz 2D, qui se forme à l'interface de ces matériaux, joue le rôle du canal avec une densité et mobilité des électrons importants. Enfin, les composants de base 2DEG possèdent différentes architectures, tels que les High Electron Mobility Transistor (HEMT) qui sont des transistors normally-on, et des transistors normally off, comme le Gate Injection Transistor (GIT AlGaN/GaN). Puis, des diodes Schottky latérales AlGaN/GaN ont été

présentées, de même structure que les HEMT, mais aussi caractérisées par les mêmes problèmes de fiabilité qui limitent les performances de ces composants. Finalement, une revue des éléments susceptibles de dégrader les performances des composants AlGa_N/Ga_N a été dressée, dont le phénomène de piégeage/dépiégeage, l'auto-échauffement et le phénomène des électrons chauds. Ces phénomènes induisent une variation des caractéristiques électriques après différents type de stress.

Dans la partie suivante, des études ont été réalisées sur des diodes Schottky AlGa_N/Ga_N reçues de la part de STMicroelectronics. Nous allons présenter les résultats des simulations par éléments finis en utilisant le logiciel Synopsys Sentaurus TCAD. Ces simulations ont été réalisées sur différents composants AlGa_N/Ga_N en introduisant des pièges dans différentes régions de la structure, afin d'étudier leur influence sur les caractéristiques électriques. Par ailleurs, des caractéristiques électriques ont été réalisées sur ces diodes suivies de différents types de stress (stress quasi-statique, commutation dure et surcharge en courant), avec pour but l'étude de l'évolution de la résistance dynamique.

Chapitre II : Simulation par éléments finis : Synopsys-Sentaurus TCAD

1. Introduction

Les transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) à base de GaN sont aujourd'hui des candidats très attractifs pour le fonctionnement à haute température, à haute fréquence et à haute puissance [70]. Cependant, ces transistors ne sont pas encore totalement fiables et ils sont en cours de développement et d'amélioration.

Le phénomène de piégeage est l'un des plus grands problèmes qui limitent les performances des HEMT, notamment la résistance à l'état passant R_{ON} . La dégradation de la résistance dynamique apparaît souvent après l'application d'une haute tension à l'état bloqué qui contribue à piéger les électrons dans différentes régions, ainsi qu'un changement de la densité des électrons dans le canal 2DEG.

La simulation par éléments finis en utilisant le logiciel Synopsys Sentaurus TCAD (Technology Computer-Aided Design) permet d'étudier divers problèmes de fiabilité des HEMT AlGaIn/GaN tels que les phénomènes d'électron chaud [71], l'effondrement du courant et l'effet du piégeage [72][62]. La simulation des porteurs chauds demande l'utilisation de modèles hydrodynamiques avancés. La simulation TCAD prend en compte la structure du composant, le dopage et les propriétés physiques des matériaux GaN et AlGaIn. Elle permet de mieux comprendre les phénomènes physiques qui sont mis en jeu lors du fonctionnement du composant et d'estimer ses performances électriques.

Ainsi, les travaux en cours s'inscrivent dans ce contexte général d'amélioration des performances des diodes de puissance à base d'hétérojonction AlGaIn/GaN et des transistors HEMT, en s'appuyant sur des simulations par éléments finis. Cette étude est réalisée sur trois structures à base de matériau « 2DEG », des diodes Schottky AlGaIn/GaN, des Gate Injection Transistor Normally-off « GIT » et finalement des HEMT Normally-on.

Les résultats exposés dans ce chapitre s'appuient sur des simulations réalisées pour les trois structures d'hétérojonction AlGaIn/GaN. Afin de mieux comprendre l'influence du phénomène de piégeage sur les comportements électrique et physique des différents dispositifs, des pièges ont été ajoutés dans différentes régions de la structure en variant la concentration de ceux-ci et l'énergie d'activation.

2. Simulation Synopsys Sentaurus TCAD

2.1. Présentation du simulateur

La simulation physique est effectuée à l'aide du logiciel de simulation par éléments finis : Synopsys Sentaurus®, afin d'optimiser les performances des composants à base GaN comme la diode Schottky, le GIT et le HEMT. Ce logiciel permet de décrire la structure du dispositif (géométrie et dopage) et ensuite de résoudre l'équation de Poisson et les deux équations de continuité pour les déplacements des électrons et des trous.

Les simulations issues du logiciel Synopsys Sentaurus® sont divisées en trois parties, illustrées par la figure 36.

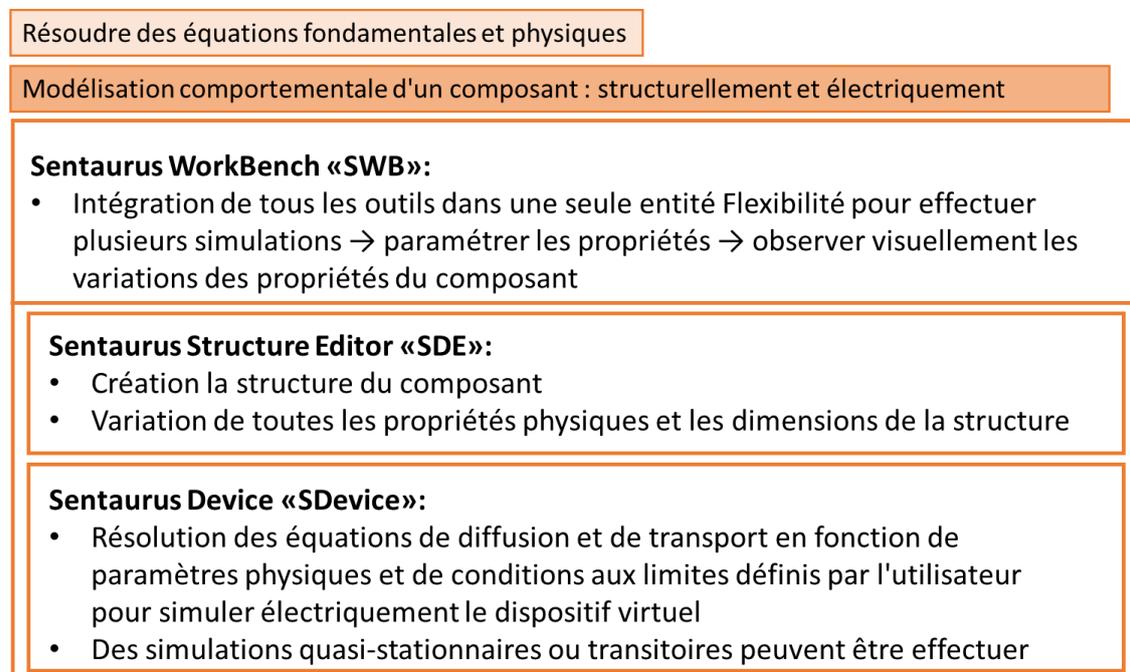


Figure 36 : Différents outils utilisés dans Sentaurus.

- Sentaurus WorkBench (SWB) : c'est l'outil principal qui permet d'intégrer tous les outils dans une seule entité. SWB permet d'enchaîner plusieurs simulations les unes après les autres, ou bien de les exécuter simultanément sur une seule ou plusieurs structures en paramétrant les propriétés structurelles et physiques. Cela permet de comparer l'effet des choix de paramètres sur le comportement du composant au sein d'un même projet.
- Sentaurus Structure Editor (SDE) : permet de créer la structure du composant à simuler et de faire varier toutes les propriétés physiques et les dimensions de la structure afin de comparer les avantages opérationnels ou la sensibilité aux modifications, facilitant ainsi les choix de

fabrication. Après avoir créé la structure, il est nécessaire de réaliser un maillage (avec l'outil Snmesh) en divisant la structure par des points discrets, sur lequel les équations physiques sont résolues. Pour cela, il est requis de faire un bon maillage (maillage fin), au niveau des régions soumises à des variations significatives de dopage, de courant ou de champ électrique ainsi qu'au voisinage des interfaces.

- Sentaurus Device (SDevice) : résout l'ensemble des équations de diffusion et de transport en fonction de paramètres physiques et de conditions aux limites définis par l'utilisateur pour simuler électriquement le dispositif virtuel. Dans SDevice des simulations quasi-stationnaires ou transitoires peuvent être effectuées. La sortie fournit après convergence des informations sur des paramètres tels que, pour en citer quelques-uns, les densités de porteurs, les champs électriques, les potentiels et les niveaux d'énergie à différents moments de la simulation.

2.2. Paramètres physiques du GaN et de AlN

Dans le logiciel Synopsys Sentaurus, des fichiers de paramètres sont proposés pour différents types de matériaux. Pour les matériaux GaN et AlN, il existe des paramètres par défaut dans le logiciel, mais il est nécessaire de les ajuster selon les conditions décrites dans la littérature. D'autre part, l'AlGaIn est un alliage ternaire (3 atomes) entre le GaN et l'AlN ; ces paramètres alors sont calculés en utilisant la loi de Vegard [73][22] :

$$P(\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{N}) = x P(\text{GaN}) + (1 - x) P(\text{AlN}) \quad \text{II.1}$$

Où $P(x)$ est la propriété électrique demandée et x est la fraction molaire (sans unité). Les paramètres les plus importants utilisés durant la simulation sont les suivants : la bande d'énergie interdite, la mobilité des porteurs, la conductivité thermique et la polarisation piézoélectrique.

2.2.1. Bande d'énergie interdite

L'énergie de la bande d'énergie interdite suit l'équation suivante :

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{(T + \beta)} \quad \text{II.2}$$

Tel que :

$E_g(0)$: bande interdite à $T=0$ K (eV)

α : constante empirique (meV/K)

β : constante associée à la température de Debye (K)

T : température au sein du composant (K)

Pour les matériaux GaN et AlN, ces constantes ont les valeurs présentées dans le tableau 4.

Tableau 4 : Valeurs des constantes relatives à l'énergie de la bande interdite.

Paramètre	GaN [17]	AlN [74]
$E_g(0)$ (eV)	3.47	6.2
α (meV/K)	0.77	1.79
β (K)	600	1462

Cette équation montre que l'augmentation de la température conduit à la diminution de E_g , qui garde néanmoins une valeur relativement importante (figure 37).

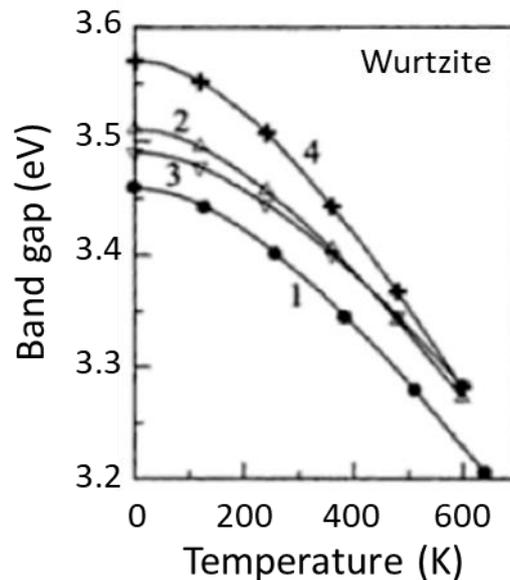


Figure 37 : Evolution de la bande interdite en fonction de la température pour les différents échantillons en GaN sur différents substrats [17].

2.2.2. Mobilité des porteurs

La mobilité des porteurs peut être décrite avec deux modèles, à champ électrique faible et à champ électrique fort. Pour les faibles champs, la mobilité reste constante et peut être décrite en fonction de la concentration totale du dopant et en fonction de la température selon l'équation suivante :

$$\mu_{\text{dop}}(Ni, T) = \mu_{\text{min}} + \frac{\mu_{\text{max}}}{1 + \left(\frac{Ni}{N_{\text{ref}}}\right)^A} \quad \text{II.3}$$

Avec :

$$\mu_{\text{min}} \text{ (cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}\text{)} : A_{\text{min}} \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\alpha_m}$$

$$\mu_{\max} (\text{cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1}) : A_d \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\alpha_d}$$

$$N_i (\text{cm}^{-3}) : A_n \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\alpha_n}$$

$$A : A_a \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\alpha_a}$$

Le tableau 5 présente les différentes constantes utilisées.

Tableau 5 : Paramètres de la mobilité des porteurs.

Paramètre	GaN [75]		AlN [76]	
	Électrons	Trous	Électrons	Trous
$A_{\min} (\text{cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1})$	88	2	13.4	0
$\alpha_m (\mathbf{1})$	-0.57	-0,57	1,21	0
$A_d (\text{cm}^2 \text{ V}^{-1} \text{ s}^{-1})$	1000	170	725,1	0
$\alpha_d (\mathbf{1})$	-2,33	-2,33	-3,21	-3.21
$A_N (\times 10^{17} \text{ cm}^{-3})$	1.4	2.35	2.25	2.25
$\alpha_n (\mathbf{1})$	2,4	2,4	7,45	7.45
[1] $A_a (\mathbf{1})$	0,45	0.45	0.41	0.41
[2] $\alpha_a (\mathbf{1})$	-0.146	-0.146	-0.18	-0.18

D'autre part, sous des champs électriques forts, la mobilité suit l'équation suivante :

$$\mu_{\text{canali}} = \frac{\mu_{\text{low}}}{\left(1 + \left(\frac{\mu_{\text{low}} E}{V_{\text{sat}}}\right)^\beta\right)^{1/\beta}} \quad \mathbf{II.4}$$

avec E le champ électrique, V_{sat} la vitesse de saturation et μ_{low} la mobilité à champ faible.

Les valeurs de V_{sat} sont égales à 2.5×10^7 et $1.5 \times 10^7 \text{ cm.s}^{-1}$ respectivement pour le GaN et le AlN. La valeur de β est de 2 pour les matériaux GaN et AlN respectivement. Finalement, la mobilité totale est obtenue à partir des deux équations précédentes telles que :

$$\frac{1}{\mu_{\text{tot}}} = \frac{1}{\mu_{\text{dop}}} + \frac{1}{\mu_{\text{canali}}} \quad \mathbf{II.5}$$

La mobilité des porteurs varie avec la température et le dopage. La figure 38 montre l'évolution des mobilités en fonction de la concentration des porteurs pour différentes températures.

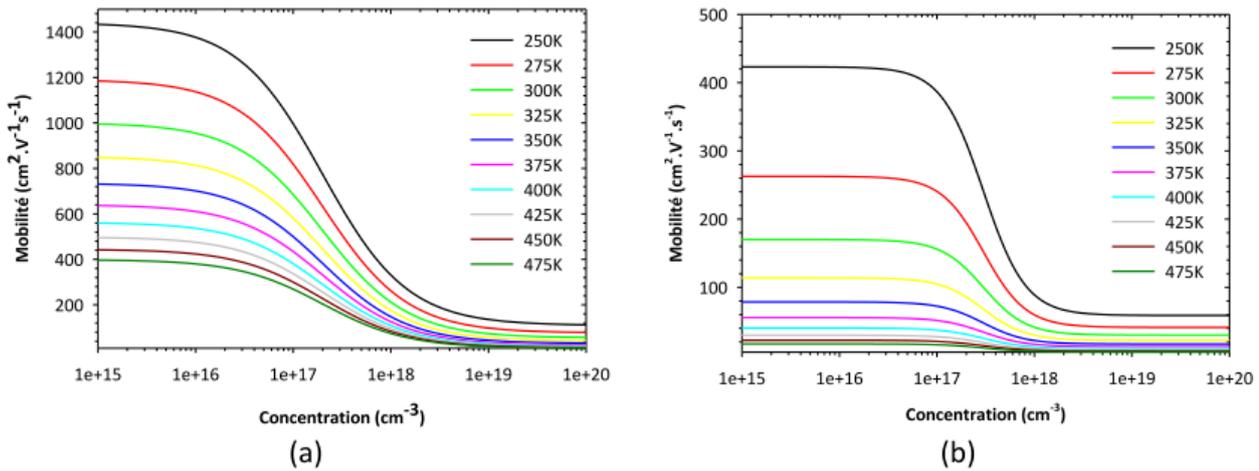


Figure 38 : Courbes de mobilité (a) des électrons et (b) des trous en fonction de la concentration et de la température [19].

Plus le matériau est dopé, plus la mobilité des porteurs (électrons, trous) diminue. D'autre part, la température a une influence sur la mobilité pour une concentration peu élevée. Concernant le GaN, la mobilité est autour de $900 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ à 300 K. Au voisinage de l'hétérojonction GaN/AlGaIn se forme un canal d'électrons entre ces deux matériaux, appelé gaz d'électrons bidimensionnel (2DEG). Dans ce canal, les électrons possèdent une mobilité plus importante qui peut atteindre $1800 \text{ cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ [21][20]. Par conséquent, les bénéfices pour les applications en électronique de puissance seront d'autant plus importants que la vitesse de saturation dans le gaz 2DEG est élevée.

2.2.3. Prise en compte du canal 2DEG

Le canal 2DEG ne peut pas être représenté de façon auto-consistante, c'est-à-dire par le modèle classique de dérive-diffusion couplé à l'équation de Poisson (approche classique de la TCAD). La modélisation cohérente du canal 2DEG est assez complexe et demande la prise en compte des équations de Poisson, de Schrödinger et enfin de transport de Boltzmann pour décrire le déplacement des électrons dans le canal 2DEG et expliquer la mobilité exceptionnelle qui en résulte [77]. Toutefois, dans Sentaurus, une démarche plus pragmatique est nécessaire. Elle consiste à ajuster la concentration d'électrons dans le canal et la mobilité associée [78].

2.2.4. Conductivité thermique

La conductivité thermique est obtenue à partir de l'équation suivante :

$$\lambda(T) = a + bT + cT^2 \quad \text{II.6}$$

avec $a = 1.3 \text{ W}/(\text{K} \cdot \text{cm})$, $b = 0 \text{ W}/(\text{K}^2 \cdot \text{cm})$ et $c = 0 \text{ W}/(\text{K}^3 \cdot \text{cm})$ [79]. La conductivité est donc considérée comme une constante égale à $1.3 \text{ W}/(\text{K} \cdot \text{cm})$ à 300 K.

2.2.5. Polarisation

Afin de simuler correctement le HEMT à base de 2DEG, il est nécessaire de représenter les charges de polarisation qui permettent de créer le canal 2DEG. Le modèle de polarisation est activé dans SDevice sous le nom « Piezoelectric-Polarization », et permet de calculer les charges de polarisation spontanées et piézoélectriques à chaque interface de la structure.

Le modèle de polarisation est donné dans Sentaurus selon l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} P_x \\ P_y \\ P_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_x^{SP} \\ P_y^{SP} \\ P_z^{SP} + 2d_{31} \cdot strain \cdot \left(c_{11} + c_{12} - 2 \frac{c_{13}^2}{c_{33}} \right) \end{bmatrix} \quad \text{II.7}$$

Les coefficients d'élasticité et de rigidité par défaut définis pour GaN, AlN et AlGaIn dans Sentaurus sont définis dans le tableau 6.

Tableau 6 : Coefficients d'élasticité et de rigidité par défaut définis pour GaN, AlN et AlGaIn.

Paramètre	GaN	AlN	AlGaIn
P_{sp} (C/m²)	0.029	0.081	0.042
e₃₁ (C/m²)	-0.35	-0.5	-0.387
e₃₃ (C/m²)	1.27	1.79	1.4
C₁₃ (Gpa)	106	108	106.5
C₃₃ (Gpa)	398	373	391.75
d₃₁ (x10⁻¹⁰ cm/V)	-1.6	-2.1	-1.6
a₀ (Å)	3.189	3.112	3.17
c₀ (Å)	5.185	4.982	5.134

La figure 39 montre la répartition des charges piézoélectriques dans la structure de la diode Schottky simulée à l'interface AlGaIn/GaN.

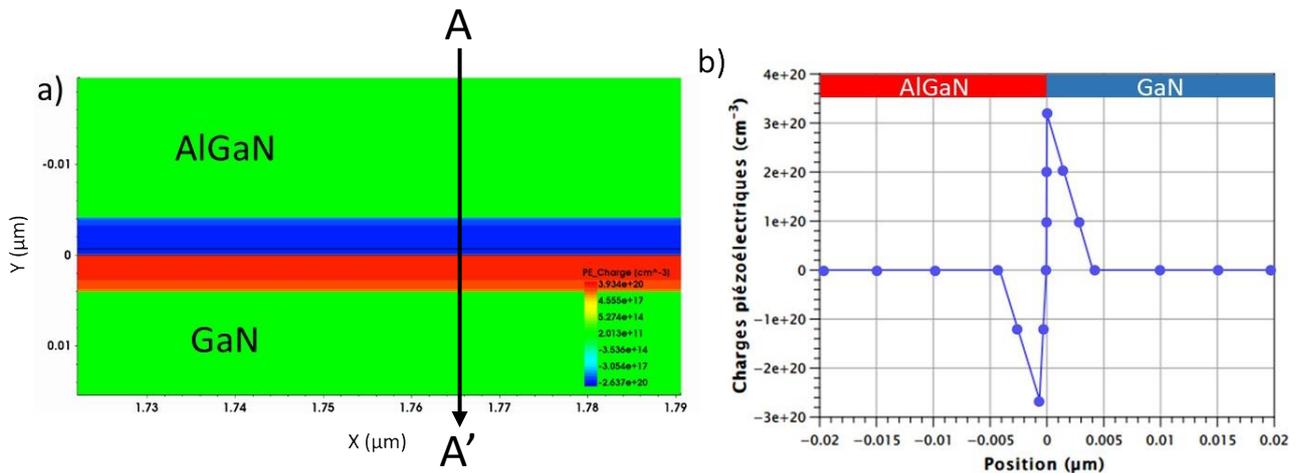


Figure 39: a) Coupe verticale AA' de l'hétérostructure AlGaN/GaN. b) Répartition des charges piézoélectriques pour la coupe AA'.

2.3. Simulation des composants AlGaN/GaN

2.3.1. Détails des structures

L'objectif de cette étude vise à définir une structure comportant une hétérojonction AlGaN/GaN où le gaz 2DEG forme le canal, puis de retrouver la mobilité et la vitesse des porteurs dans le canal, à savoir les électrons dans ce cas.

Les simulations ont été réalisées sur trois types de composants différents à base d'hétérojonction AlGaN/GaN, à savoir des diodes Schottky, des transistors HEMT-GIT « normally-off » et des HEMT « normally-on ».

Diode Schottky

Le dispositif de la diode utilisée dans le cadre de cette étude est une hétérostructure $\text{Al}_{0.23}\text{Ga}_{0.77}\text{N}/\text{AlN}/\text{GaN}$. La première structure retenue est la diode Schottky décrite figure 40. Elle est formée d'une couche AlGaN de 24 nm et d'une couche GaN non dopée, où se trouve le canal 2DEG de 300 nm. Entre ces deux couches, une couche d'AlN d'épaisseur 0.65 nm est ajoutée pour confiner les électrons dans le canal. Les contacts sont déclarés comme un contact Schottky pour l'anode et un contact ohmique pour la cathode avec une longueur entre les contacts $L_{AC} = 3 \mu\text{m}$.

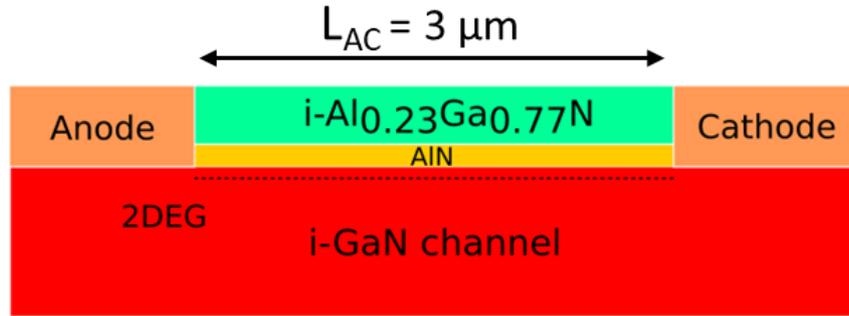


Figure 40 : Coupe schématique verticale de la structure de la diode Schottky AlGaIn/GaN simulée.

Après avoir réalisé la structure, il est indispensable de réaliser un maillage de qualité en utilisant l'outil SNMESH. Le maillage est un réseau de nœuds avec lequel les équations physiques sont résolues. Ainsi, les temps de simulation et leur validité dépendent fortement de la qualité du maillage. Les régions soumises à de fortes variations de courant ou de champ électrique ainsi que les interfaces doivent être maillées finement. Dans le cas d'un HEMT, un maillage fin doit être créé dans les zones suivantes : (i) à l'interface AlGaIn/GaN où se trouve le canal 2DEG, (ii) à l'interface des différents matériaux avec un changement brusque des paramètres physiques comme la densité des électrons et le champ électrique, et (iii) finalement autour des contacts (anode et cathode dans notre cas). La figure 41 montre le maillage réalisé à l'interface AlGaIn/AlN/GaN, où se trouve le canal 2DEG.

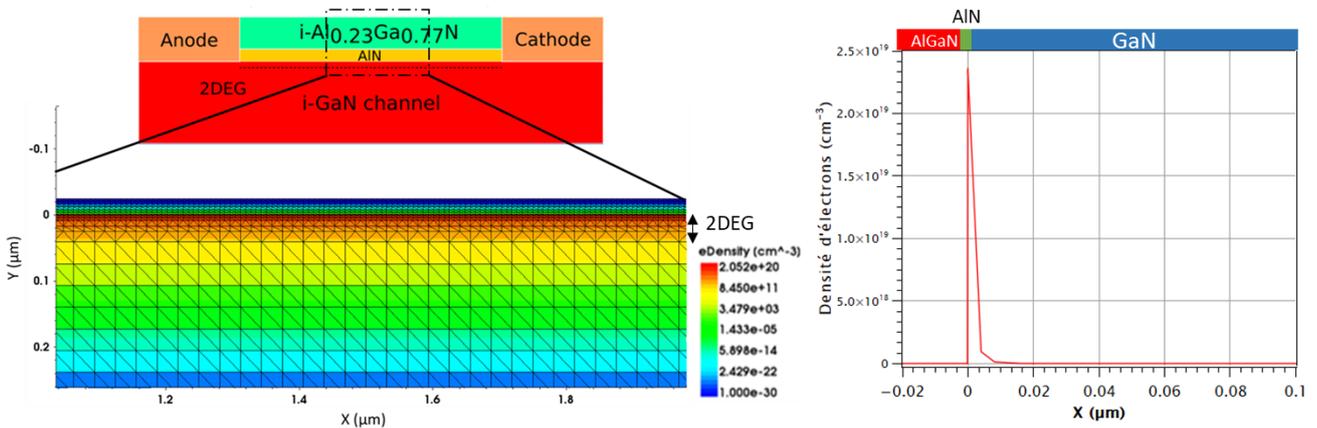


Figure 41 : Maillage 2D dans la zone 2DEG.

Gate Injection Transistor « GIT »

La deuxième structure simulée est le GIT AlGaIn/GaN Normally-Off [32]. La caractéristique la plus notable du GIT est la couche p-AlGaIn formée sur l'hétérostructure $\text{Al}_{0.15}\text{Ga}_{0.85}\text{N}/\text{GaN}$ non dopée illustrée dans la figure 42. La couche p-AlGaIn élève le potentiel au niveau du canal, ce qui permet un fonctionnement Normally-Off, signifiant que la tension de seuil est positive dans ce type de transistor

et qu'il faut appliquer une tension $V_{GS} > V_{th}$ afin de peupler le canal. Les contacts sont tous déclarés comme contacts ohmiques. La structure est constituée d'une couche i-AlGaN non dopée de 25 nm avec une fraction molaire de 15%, d'une couche GaN non dopée où se trouve le canal 2DEG de 35 nm et d'une couche p-AlGaN dopé de type accepteur avec une concentration $= 5 \times 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ et d'épaisseur 100 nm.

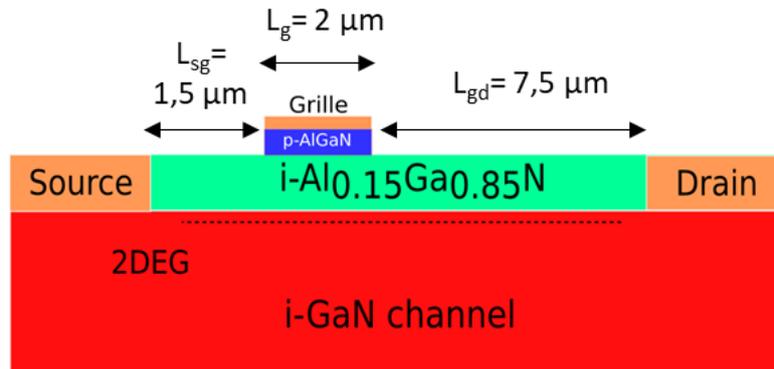


Figure 42 : Coupe schématique verticale de la structure du GIT AlGaN/GaN simulée.

High Electron Mobility Transistor «HEMT» Normally-On

Des simulations ont été réalisées sur des HEMT Normally-On, troisième structure simulée construite autour d'une hétérojonction $\text{Al}_{0.23}\text{Ga}_{0.77}\text{N}/\text{AlN}/\text{GaN}$. La structure utilisée est décrite dans la figure 43. Elle est formée d'une couche AlGaN (25 nm) et d'une couche GaN non dopée (35 nm). Entre ces deux couches, une couche d'AlN d'épaisseur 1 nm est ajoutée pour confiner les électrons dans le canal 2DEG. Les contacts sont déclarés de type ohmique pour la source et le drain et de type Schottky pour la grille, qui permet de contrôler le courant qui circule entre le drain et la source. Sous la grille, une couche fortement dopée ($N_A = 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) appelée GaN-cap de 2 nm a été ajoutée, afin de protéger la surface de GaN HEMT contre la génération de pièges de surface. Ainsi, la fine couche de protection en GaN minimise l'effondrement du courant lié à la surface lors de l'application d'une contrainte de champ électrique élevée [80], [81].

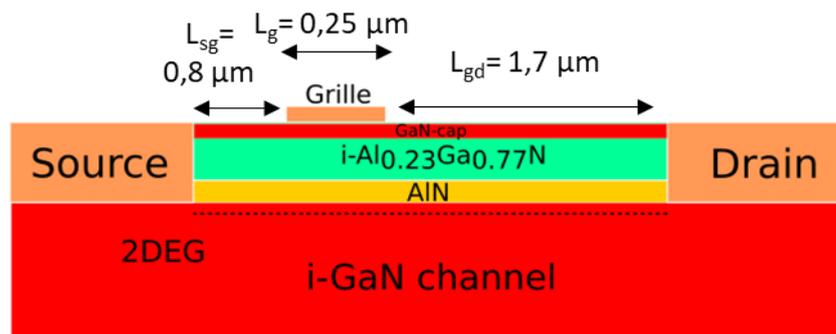


Figure 43 : Coupe schématique verticale de la structure d'HEMT AlGaN/GaN simulée.

Le tableau 7 illustre les trois structures déjà présentées avec quelques entreprises qui développent et commercialisent ce type des composants.

Tableau 7 : Résumé des trois structures présentées avec quelques entreprises qui développent et commercialisent ce type de composants.

	Structure	Industrie
Diode Schottky		-CEA-LETI/STM [37],[38] - IMEC [39]
HEMT normally-on		-Infineon [82]
p-GaN ou GIT-normally-off		-Panasonic [32] - Epc [83] -Infineon [84], [85]

2.3.2. Modèles physiques introduits

Après avoir défini la structure, il est nécessaire d'introduire des modèles physiques qui doivent être activés pour simuler le fonctionnement GaN HEMT [86][87], comme le modèle Drift-Diffusion pour la densité des porteurs. La statistique réaliste de Fermi [88] (Realistic Fermi statistics) est encore utilisée pour son importance pour le GaN HEMT avec des densités de porteurs élevées ($\sim 10^{19} \text{ cm}^{-3}$), telles que celles obtenues dans le canal 2DEG. Par ailleurs, le modèle Anisotrope [88] est pris en compte dans l'équation de Poisson pour représenter les propriétés diélectriques anisotropes associées au GaN. Pour la génération de porteurs par recombinaison, les modèles Shockley-Read-Hall (SRH) et Auger [88] ont été activés du fait de leur pertinence à des densités de porteurs élevées. Pour finaliser et simuler correctement le GaN HEMT, il est nécessaire d'activer le modèle de polarisation piézoélectrique [89][90] qui calcule en interne les charges de polarisation spontanées et piézoélectriques à chaque interface de la structure.

Dans ce qui suit, on présente différents modèles physiques utilisés, tels que le modèle Drift-Diffusion et le modèle de recombinaison Shockley-Read-Hall (SRH).

Modèle Drift-diffusion :

Sdevice prend en charge plusieurs modèles de transport de porteurs pour les semi-conducteurs. Le modèle par défaut est basé sur l'hypothèse de transport de courant par diffusion « Drift-diffusion », ce qui permet d'avoir le flux de porteurs dans un dispositif en raison d'une combinaison de diffusion sous l'influence d'un champ électrique. Cela suppose également une recombinaison et une génération simultanées de porteurs qui modulent la densité de porteurs. Les densités de courant d'électrons et de trous avec ce modèle sont directement dérivées de la théorie des semi-conducteurs. Pour ce modèle, les densités de courant pour les électrons et les trous sont données par l'équation suivante :

$$\vec{J}_n = \mu_n (n \nabla E_C - 1.5 nkT \nabla \ln m_n) + D_n (\nabla n - n \nabla \ln \gamma_n) \quad \text{II.8}$$

$$\vec{J}_p = \mu_p (p \nabla E_V + 1.5 pkT \nabla \ln m_p) + D_p (\nabla p - p \nabla \ln \gamma_p) \quad \text{II.9}$$

Le premier terme prend en compte la contribution due aux variations spatiales du potentiel électrique, de l'affinité électronique et de la bande interdite. Les termes restants tiennent compte de la contribution due au gradient de concentration, et de la variation spatiale des masses effectives m_n et m_p . Pour la statistique de Boltzman, γ_n et γ_p sont égales à 1. Par défaut, D_n et D_p sont donnés en fonction de la mobilité, tel que $D_n = kT\mu_n/q$ et $D_p = kT\mu_p/q$

Ainsi, lorsque les simplifications sont faites, les équations deviennent :

$$\vec{J}_n = -qn\mu \nabla \phi_n \quad \text{II.10}$$

$$\vec{J}_p = -qp\mu \nabla \phi_p \quad \text{II.11}$$

Où l'expression $\nabla \phi$ désigne le potentiel de quasi-Fermi des électrons et des trous respectivement.

Modèle de génération-recombinaison SRH

Le modèle SRH décrit le processus de recombinaison des électrons et des trous dans les semi-conducteurs via le processus de piégeage. SRH ou recombinaison assistée par piège fait référence au processus par lequel un électron tombe dans un piège, celui-ci se remplissant et ne pouvant plus accepter d'électrons. L'électron occupant le piège se déplace dans une bande de valence vide pour libérer l'électron capturé, complétant ainsi le processus de recombinaison. Par conséquent, ce processus suit une transition en deux étapes : un électron de la bande de conduction atteint le niveau de piège puis la bande de valence. Ces pièges existant dans le dispositif semi-conducteur sont dus à la présence d'impuretés ou de défauts créés lors de la croissance cristalline. Le taux net de recombinaisons pour le processus de recombinaison assistée par piège est donné par :

$$R_{net}^{SRH} = \frac{np - \gamma_n \gamma_p n_{i,eff}^2}{\tau_n(n + \gamma_n n_1) + \tau_p(p + \gamma_p p_1)} \quad \text{II.12}$$

Avec $n_{i,eff}$ (cm^{-3}) la concentration de porteurs intrinsèques effective et τ_n et τ_p (s) respectivement les durées de vie des électrons et des trous.

Avec,

$$\gamma_n = \frac{n}{N_C} \exp\left(\frac{E_C - E_{F,n}}{KT}\right) \quad \text{II.13}$$

$$\gamma_p = \frac{p}{N_V} \exp\left(\frac{E_{F,p} - E_V}{KT}\right) \quad \text{II.14}$$

$$n = N_C F_{\frac{1}{2}} \exp\left(\frac{E_{F,n} - E_C}{KT}\right) \quad \text{II.15}$$

$$p = N_V F_{\frac{1}{2}} \exp\left(\frac{E_V - E_{F,p}}{KT}\right) \quad \text{II.16}$$

$$n_1 = N_C F_{\frac{1}{2}} \exp\left(\frac{E_T - E_C}{KT}\right) \quad \text{II.17}$$

$$p_1 = N_V F_{\frac{1}{2}} \exp\left(\frac{E_V - E_T}{KT}\right) \quad \text{II.18}$$

Tel que N_C et N_V sont la densité effective d'états pour les électrons et les trous, $F_{\frac{1}{2}}$ est l'intégrale de Fermi-Dirac d'ordre $\frac{1}{2}$, E_C et E_V sont les niveaux d'énergie de la bande de conduction et de valence, E_T est le niveau d'énergie du piège, et $E_{F,n}$ et $E_{F,p}$ sont respectivement les niveaux d'énergie quasi Fermi pour les électrons et les trous.

2.4. Formation du canal 2DEG

Après avoir défini les différents modèles physiques, des simulations ont été réalisées sur la structure d'hétérojonction AlGaIn/GaN sans aucune polarisation appliquée. La figure 44 montre la concentration des électrons et la bande de conduction au voisinage de l'hétérojonction AlGaIn/GaN, obtenues par simulation, en réalisant une coupe verticale sur la structure. On observe que la densité des électrons augmente au niveau de l'hétérojonction AlGaIn/GaN, avec un pic obtenu à $2 \times 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ localisé dans la chute de potentiel de la bande de conduction. Alors, les électrons sont bien confinés dans le canal 2DEG où se trouve le pic de concentration en électrons.

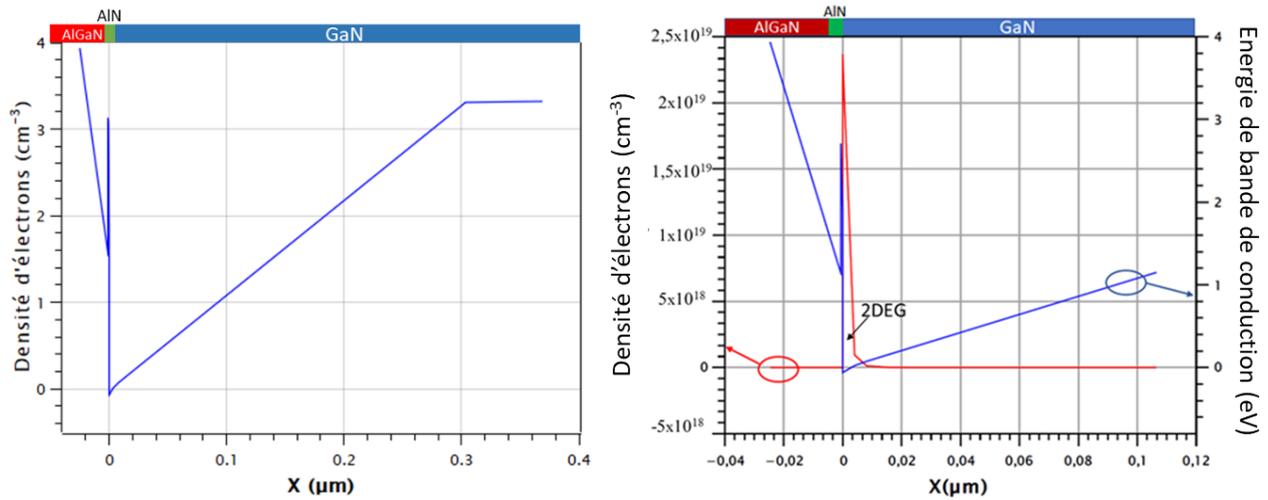


Figure 44 : Variation de l'énergie de la bande de conduction et de la densité des électrons en fonction de la profondeur. A gauche : vue globale de l'énergie la bande de conduction.

A droite : zoom autour du gaz 2D qui présente l'énergie E_c et la densité des électrons.

D'autre part, la figure 45-a montre que la mobilité des électrons augmente dans la région GaN Channel. D'après la littérature, la mobilité des électrons dans le canal 2DEG peut atteindre des valeurs entre $1500 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ et $1800 \text{ cm}^2/\text{V.s}$ [91], [92], tandis que la mobilité des électrons dans le fichier de paramètres du GaN est limitée à $1500 \text{ cm}^2/\text{V.s}$. Pour cela, il est nécessaire d'ajuster localement la mobilité des électrons dans la couche GaN-channel.

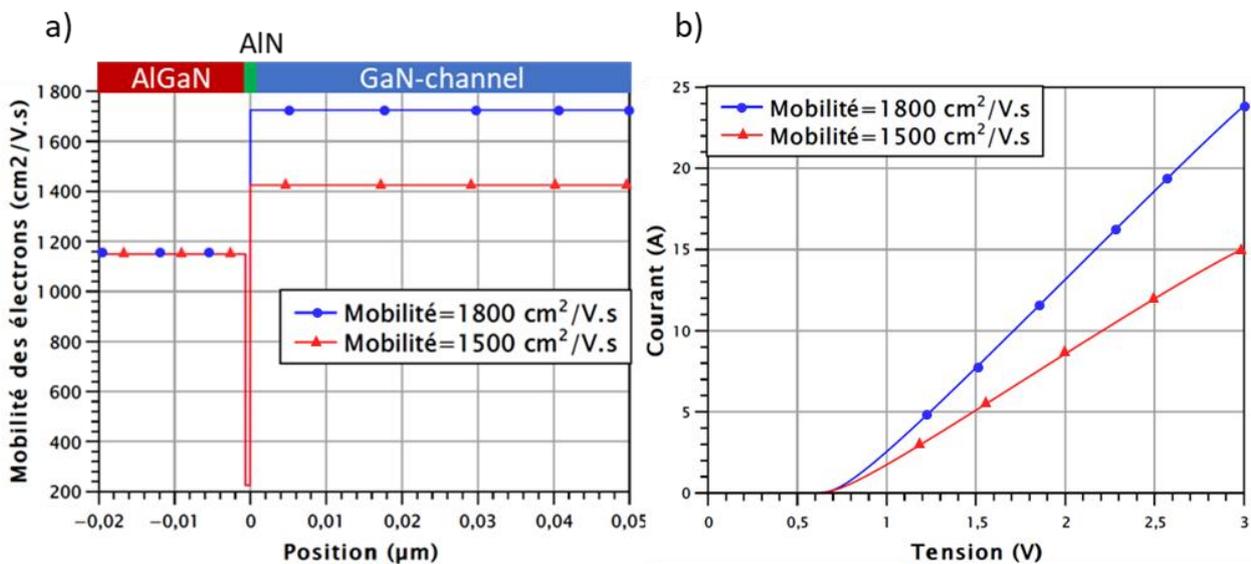


Figure 45 : a) Variation de la mobilité des électrons dans l'hétérostructure AlGaIn/GaN.

b) Influence de la mobilité des électrons sur les caractéristiques en direct de la diode Schottky.

La figure 45-b montre l'influence de la mobilité sur le comportement électrique en direct de la diode, tel que pour le modèle « Drift-Diffusion », où la densité de courant pour les électrons est

proportionnelle à la mobilité des électrons avec l'équation II.10. L'augmentation de la mobilité des électrons dans le canal 2DEG conduit alors à une augmentation du courant à l'état passant.

3. Simulation électrique

Après avoir créé l'empilement des matériaux sur lequel les composants sont réalisés, les modèles physiques des simulations électriques ont été effectués sur les 3 structures. Afin d'en réaliser l'interprétation physique, il est important d'ajuster les paramètres du GaN et AlN comme cela a déjà été montré. Les simulations (Sentaurus TCAD) ont été effectuées en réalisant une courbe I(V) sur les trois structures pour des simulations en régime direct sur les diodes et des simulations des caractéristiques de transfert $I_d(V_{gs})$ et de sortie $I_d(V_{ds})$ sur les transistors.

3.1. Diode Schottky

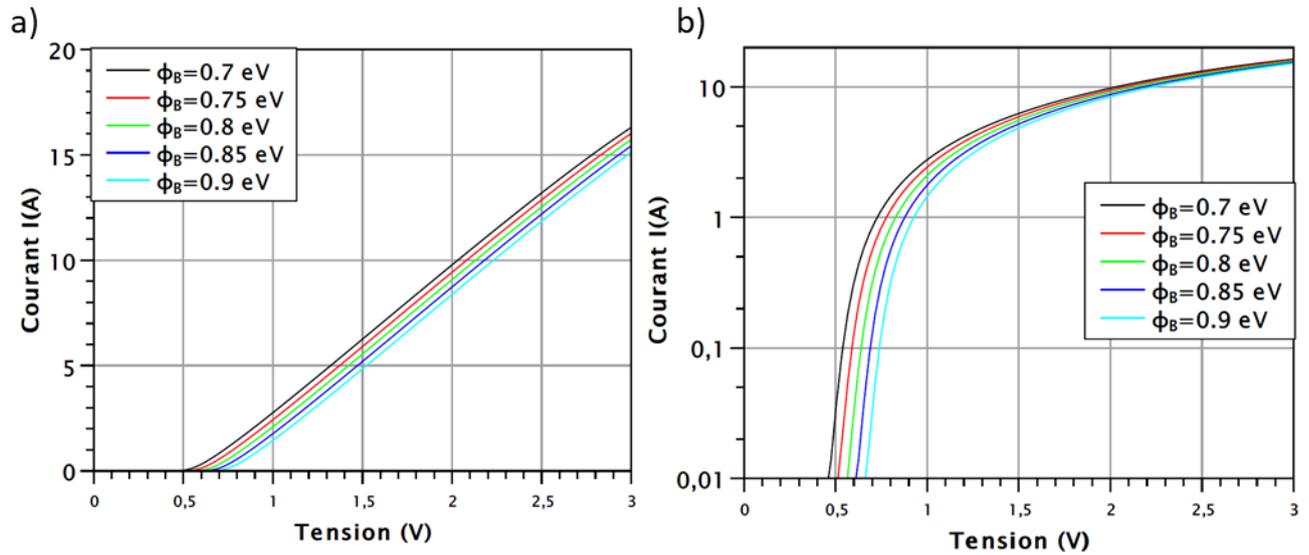
Avec la structure de la diode AlGaIn/GaN déjà montrée dans la figure 40, l'anode est déclarée comme un contact Schottky et la cathode comme un contact ohmique. Pour les structures bidimensionnelles, la profondeur dans la troisième dimension est prise par défaut égale à 1 μm . Alors, en réalisant des simulations I(V), le courant donné sera en $\text{A}/\mu\text{m}$. Si un facteur de surface (Area Factor) a été défini dans la simulation, il est également utilisé dans le résultat affiché. Afin de comparer les résultats de simulation avec ceux des mesures expérimentales effectuées sur des diodes reçues de la part de STMicroelectronics, un Area Factor choisi est de 2×10^4 .

En outre, chaque paramètre de simulation doit avoir une valeur de référence. Pour les diodes Schottky, le modèle d'émission thermoïonique est pris en compte et son comportement en régime direct est décrit. L'équation du modèle thermoïonique est donnée par l'expression suivante qui montre la dépendance du courant avec la hauteur de barrière ϕ_B .

$$I = SA * T^2 \exp\left(\frac{-q}{kT} \phi_B\right) \left[\exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) - 1 \right] \quad \text{II.19}$$

où S est la surface de la diode, A* la constante de Richardson spécifique du GaN, T la température de fonctionnement, k la constante de Boltzmann, ϕ_B est la hauteur de barrière, V la tension appliquée et n le facteur d'idéalité.

Afin de modéliser l'influence de ϕ_B sur le comportement de la diode, des simulations électriques I(V) ont été réalisées en régime direct en variant la hauteur de barrière de 0.7 eV jusqu'à 0.9 eV, avec un incrément de 0.05 eV. La figure 46 montre que la tension de seuil à 10 mA varie avec la variation de la hauteur de barrière ϕ_B , tel que V_{seuil} augmente de 0.464 V (à $\phi_B = 0.7$ eV) jusqu'à 0.662 V (à $\phi_B = 0.9$ eV).



**Figure 46 : Simulation en direct en fonction de la hauteur de barrière ϕ_B . a) échelle linéaire
b) échelle logarithmique.**

La couche d'AlN située entre le GaN et l'AlGaIn, indispensable pour les différentes structures à base de matériau « HEMT », permet d'améliorer les performances de ces composants. La figure 47 montre que la présence de la couche AlN permet de confiner les électrons dans la canal 2DEG et ainsi d'augmenter légèrement la densité des électrons, car celle-ci provoque une plus grande discontinuité de bande de conduction (ΔE_c) entre l'AlGaIn et le GaN [93].

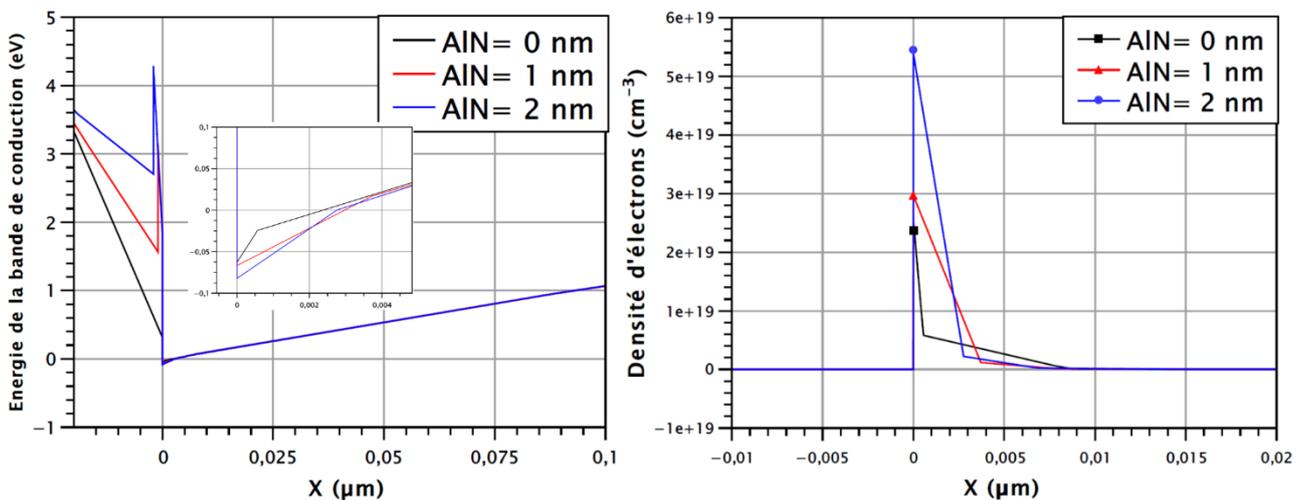


Figure 47 : Energie de la bande de conduction et la densité d'électrons au niveau du canal 2DEG.

L'augmentation de la densité des électrons et la mobilité des électrons dans le canal 2DEG engendrent une diminution de la résistance statique à l'état passant de la diode Schottky (figure 48). La littérature

montre qu'une épaisseur optimale d'AlN de 1 nm limite la dégradation de la mobilité au-delà de cette épaisseur [28].

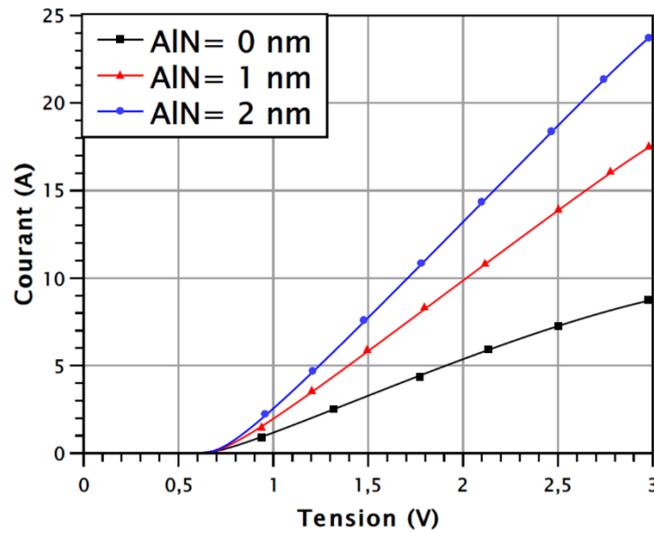
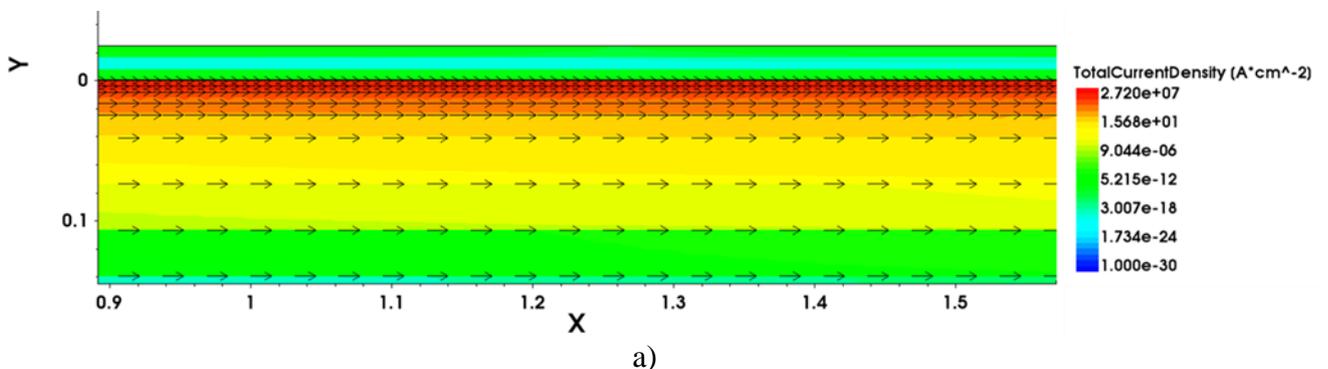


Figure 48 : Simulation en direct en fonction de l'épaisseur de la couche d'AlN.

La figure 49 montre les simulations électriques effectuées sur les diodes AlGaIn/AlN/GaN, ainsi que la caractéristique en direct de la diode. La figure 49-a décrit la densité totale des électrons qui sont bien confinés à l'interface AlGaIn/GaN. Les vecteurs illustrent le courant qui circule latéralement entre l'anode et la cathode. Cette simulation en direct est caractérisée par une courbe I(V) similaire à celle de la caractérisation électrique qui a été obtenue expérimentalement à partir des diodes reçues de la part de STMicroelectronics, pour une hauteur de barrière ajustée à $\phi_B = 0.85$ eV et une mobilité maximale égale à $1\,500\text{ cm}^2/\text{V}\cdot\text{s}$, tel que les deux courbes montrent une résistance statique à l'état passant (@ 5V) $R_{ON} = 136\text{ m}\Omega$ et une tension de seuil (@ 100 mA) $V_{seuil} = 0.6\text{ V}$. Divers travaux proposent des hauteurs de barrière comprises entre 0,8 et 1,05 eV [94]–[97]. Pour ces simulations, un ajustement a été nécessaire afin de comparer les résultats expérimentaux avec ceux issus des simulations.



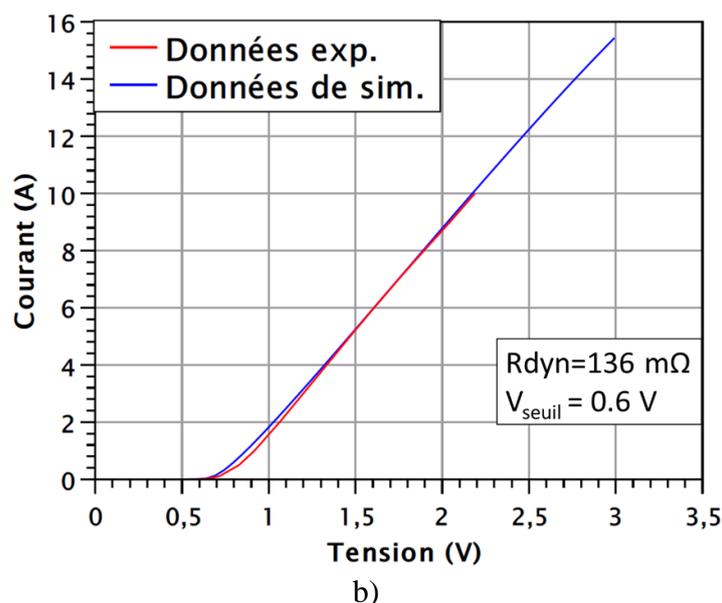


Figure 49 : a) Densité totale du courant avec les vecteurs de courant dans le canal 2DEG. b) simulation électrique I(V) en direct.

Dans le but d'étudier l'influence de la température sur les caractéristiques en direct des diodes GaN, des simulations en direct en température ont été réalisées en variant la température de la diode de 300 K à 500 K par incrément de 50 K. Le courant à l'état passant et la tension de seuil diminuent en augmentant la température, alors que la résistance dynamique augmente avec la température (figure 50-a). La variation simultanée de la résistance et de la tension de seuil conduit à l'apparition d'un point de concours entre toutes les mesures pour une tension $V = 0.8$ V.

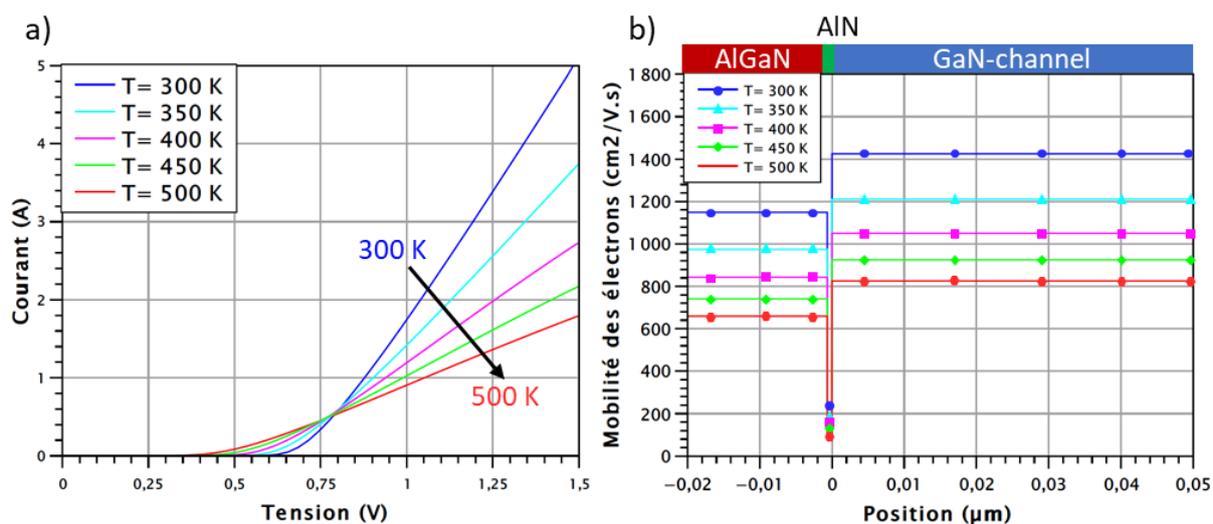


Figure 50 : a) Simulation en direct en fonction de la température. b) Mobilité des électrons à l'interface AlGaN/GaN en fonction de la température.

La figure 50-b présente la mobilité des électrons à l'interface AlGaN/AlN/GaN pour différentes températures. Les résultats montrent que l'augmentation de la température induit une diminution de la mobilité des électrons dans le canal 2DEG, qui implique à son tour une diminution de la conductivité électrique de la diode Schottky.

3.2. GIT AlGaN/GaN Normally-Off

Des simulations électriques ont été effectuées sur la structure GIT AlGaN/GaN. La couche p-AlGaN ajoutée entre l'électrode et la couche i-AlGaN permet d'augmenter l'énergie de la bande de conduction au-dessus du niveau de Fermi, en provoquant une déplétion du canal 2DEG sous la grille. Une coupe verticale étant réalisée sous la grille, la figure 51 présente l'énergie de la bande de conduction E_C , de valence E_V et l'énergie de Fermi E_F en fonction de la profondeur, tel que l'énergie E_C est plus élevée que l'énergie de Fermi. De ce fait, il n'y aura pas d'électrons confinés dans le canal 2DEG sous la grille, assurant le fonctionnement Normally-Off.

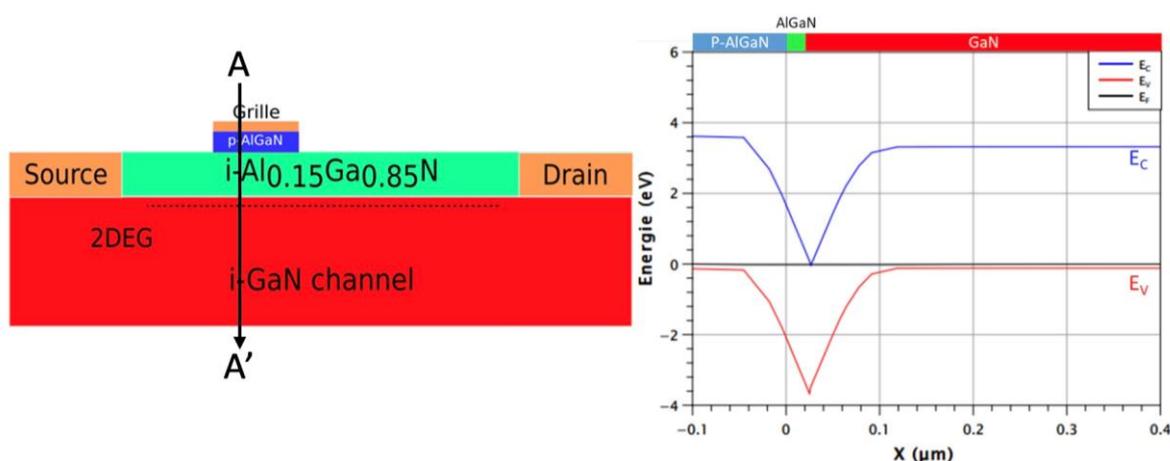
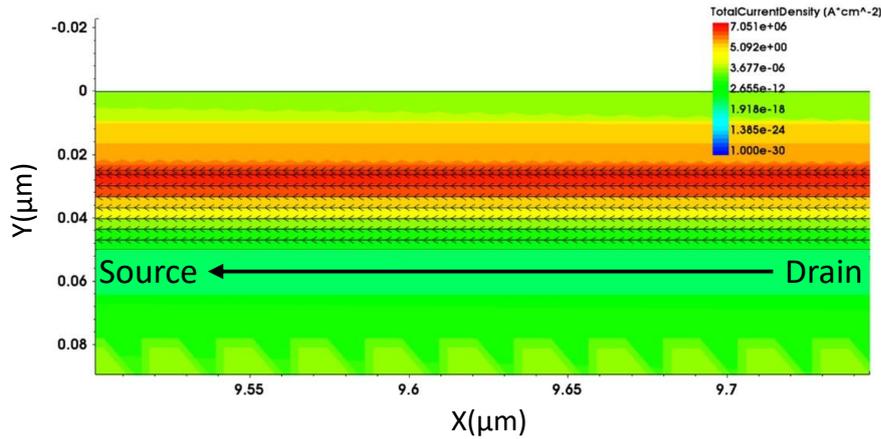


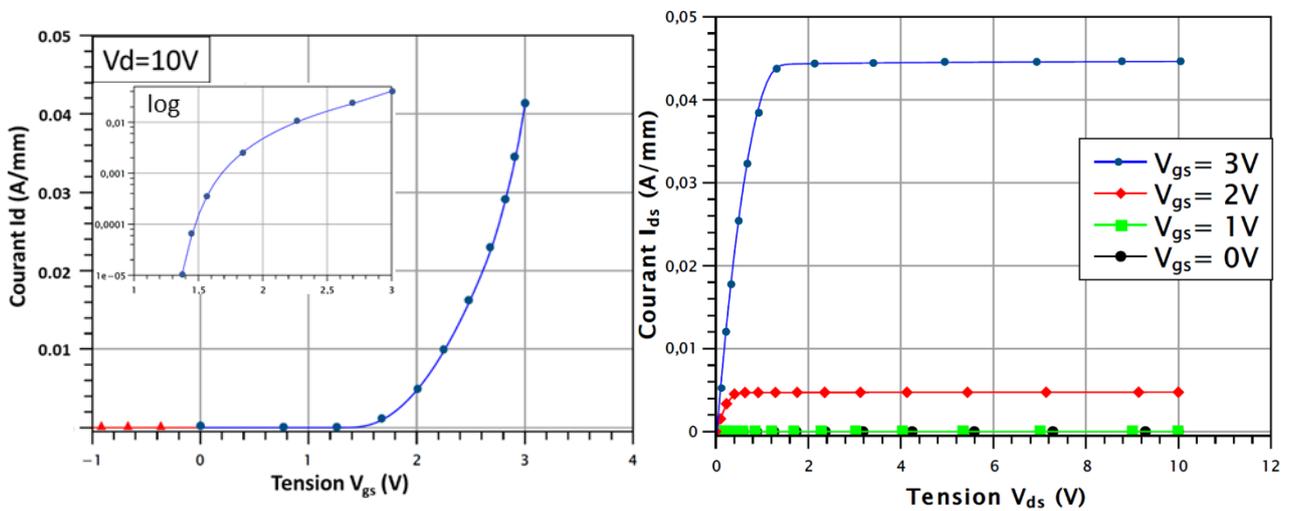
Figure 51 : Zoom de la coupe verticale AA' sous la grille à $V_{gs} = 0$ V qui présente l'énergie de la bande de conduction en fonction de la profondeur.

La figure 52 montre les résultats des simulation électriques effectuées sur les GIT AlGaN/GaN, ainsi que les deux caractéristiques de transfert et de sortie du transistor avec la tension de seuil équivalente à 1.4 V (@ 10^{-5} A/mm), ce qui est conforme au fonctionnement Normally-Off. Cela signifie que pour une tension V_{gs} inférieure à la tension de seuil, le transistor est bloqué et quand la tension de seuil est atteinte, des électrons vont peupler le canal et le transistor sera passant.

La figure 52-a montre la densité totale du courant dans le canal 2DEG élevée à l'interface AlGaN/GaN, grâce à la présence du gaz 2DEG. Les vecteurs de courant illustrent bien une circulation latérale, entre le drain et la source.



a)

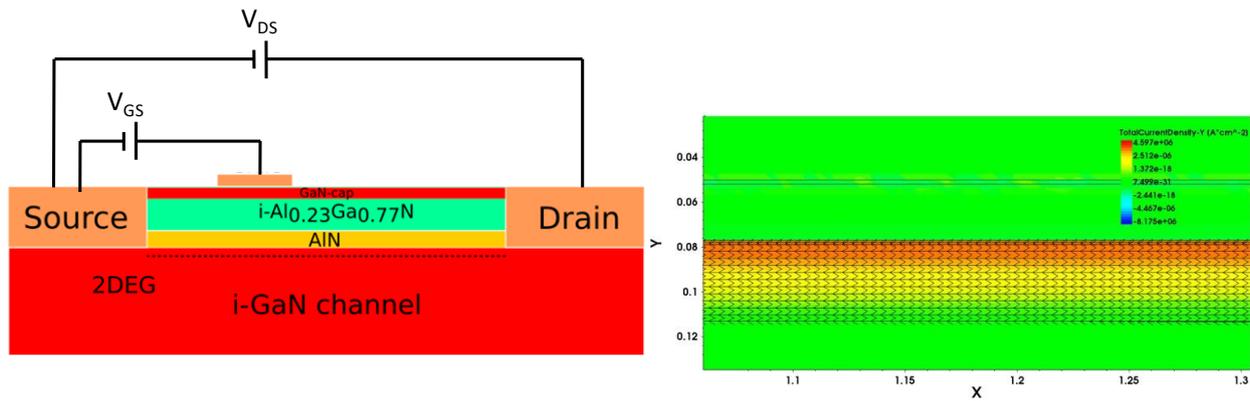


b)

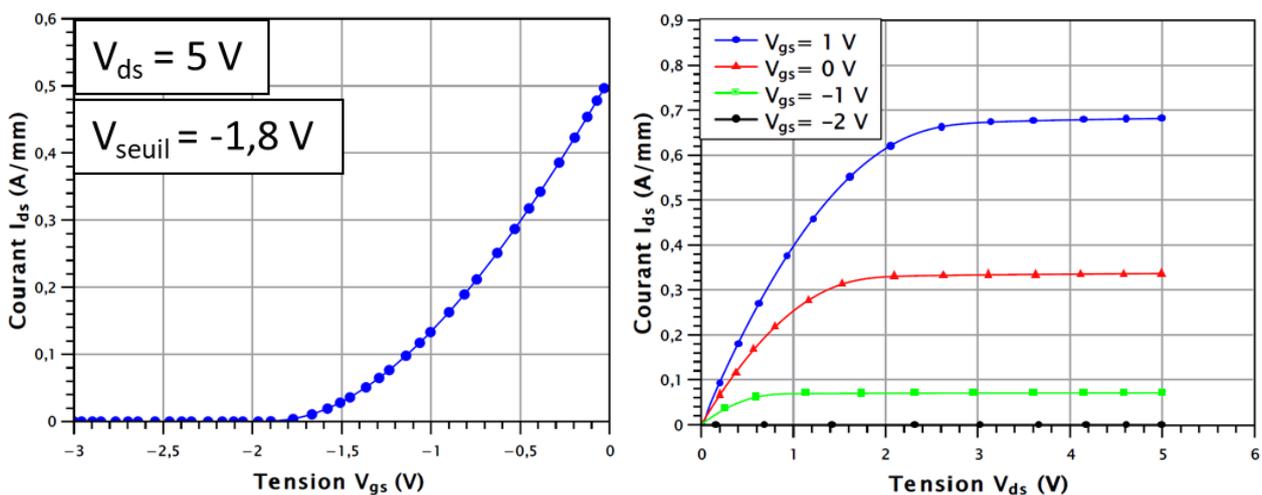
Figure 52 : a) Densité totale du courant dans le canal 2DEG. b) Simulation électrique de transfert et de sortie du GIT.

3.3. HEMT AlGaIn/GaN Normally-On

La figure 53 présente les simulations électriques effectuées sur les HEMT AlGaIn/GaN, ainsi que les deux caractéristiques de transfert et de sortie du transistor qui montrent une tension de seuil équivalente à -1.8 V (@ 10^{-5} A/mm), confirmant le fonctionnement Normally-On. En outre, la figure 53-a montre la densité totale du courant dans le canal 2DEG, qui correspond à la circulation latérale du courant entre le drain et la source.



a)



b)

Figure 53 : a) Densité totale du courant dans le canal 2DEG b) Simulation électrique de transfert et de sortie du HEMT.

Une coupe verticale sous la grille de la structure étant mise en œuvre, la figure 54 montre la variation de l'énergie de la bande de conduction en fonction des différentes tensions de polarisation de la grille ($V_{GS} = -5 \text{ V}$, -3 V , -1 V et 1 V) et pour $V_{DS} = 5 \text{ V}$. La tension de seuil simulée est autour de $-1,8 \text{ V}$. Le puits quantique 2DEG s'est formé au niveau de l'hétérojonction AlGaN/GaN et pour $V_{GS} = 1 \text{ V}$, la chute de potentiel de la bande de conduction est bien localisée dans la partie GaN-channel, qui présente une énergie plus basse que celle de la bande de Fermi. Par conséquent, les électrons sont bien confinés à l'hétéro-interface. Ainsi, pour des polarisations de grille plus petites que la tension de seuil, le puits quantique disparaît et la chute de potentiel dans le canal 2DEG sera plus grande que l'énergie de la bande de Fermi. Dans ce cas, aucun électron n'est confiné dans le canal, ce qui rend le fonctionnement à l'état bloqué.

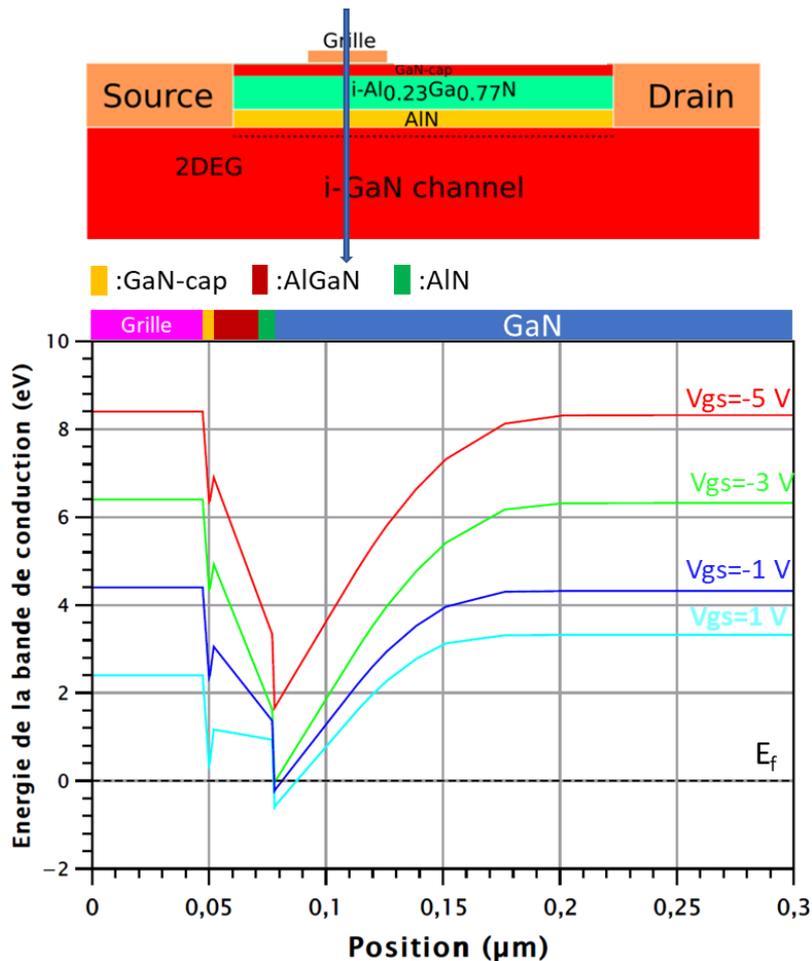


Figure 54 : Coupe verticale sous la grille qui présente l'énergie de la bande de conduction pour différentes tensions V_{gs} .

4. Rôle des pièges sur les caractéristiques des composants à hétérojonction AlGaN/GaN

Dans ce qui suit, et afin d'étudier l'influence des pièges sur le comportement de ces trois composants, on utilise la simulation électrique de la diode AlGaN/GaN en direct, du GIT (pour $V_{gs} = 3$ V et $V_{ds} = 10$ V) qui montre un fonctionnement ouvert et un courant de saturation pour $V_{ds} = 10$ V et du HEMT pour $V_{gs} = 0$ V et $V_{ds} = 5$ V.

Dans Sentaurus, des pièges peuvent être introduits en fonction de leur signature. Cette dernière inclut l'emplacement du piège qui peut être défini dans des régions ou des matériaux ainsi que des interfaces des matériaux ou de régions. De même, le type de piège peut être choisi (accepteur ou donneur) avec ses concentrations et ses énergies d'activation.

Les pièges sont définis dans différentes régions comme dans les matériaux GaN, AlGaN et sur l'interface AlGaN/GaN, en faisant varier la concentration et l'énergie d'activation de ces pièges.

4.1. Diode AlGaN/GaN

Afin d'étudier l'influence des pièges sur le comportement des diodes AlGaN/GaN, on a fait varier la concentration des pièges de type accepteurs dans la couche i-GaN de 10^{16} cm^{-3} jusqu'au 10^{19} cm^{-3} , avec une énergie d'activation fixe $E_A = 0.6 \text{ eV}$ et une section efficace de capture égale à $2.5 \times 10^{-16} \text{ cm}^2$. La figure 55-a présente les caractéristiques $I(V)$ de la diode en fonction des concentrations. Une dégradation de la résistance dynamique R_{dyn} à partir des concentrations de 10^{16} cm^{-3} jusqu'à une concentration de 10^{18} cm^{-3} a été obtenue, ce qui représente une forte variation de la R_{dyn} . Pour une concentration des pièges de 10^{17} cm^{-3} , la résistance augmente de 6.94 %, tandis que pour des pièges de concentration 10^{18} cm^{-3} , la résistance augmente d'environ 45 %. Alors que pour des concentrations des pièges proches de celles de la concentration des électrons dans le canal 2DEG, une forte dégradation de la résistance va être obtenue. Avec les mêmes paramètres et pour des pièges localisés à l'interface AlGaN/GaN, la figure 55-b montre que la résistance varie fortement (de 13.9 %) pour une concentration des pièges équivalentes à 10^{12} cm^{-2} . La figure 56 présente l'évolution de la résistance à l'état passant en fonction de la concentration des pièges dans i-GaN et à l'interface AlGaN/GaN.

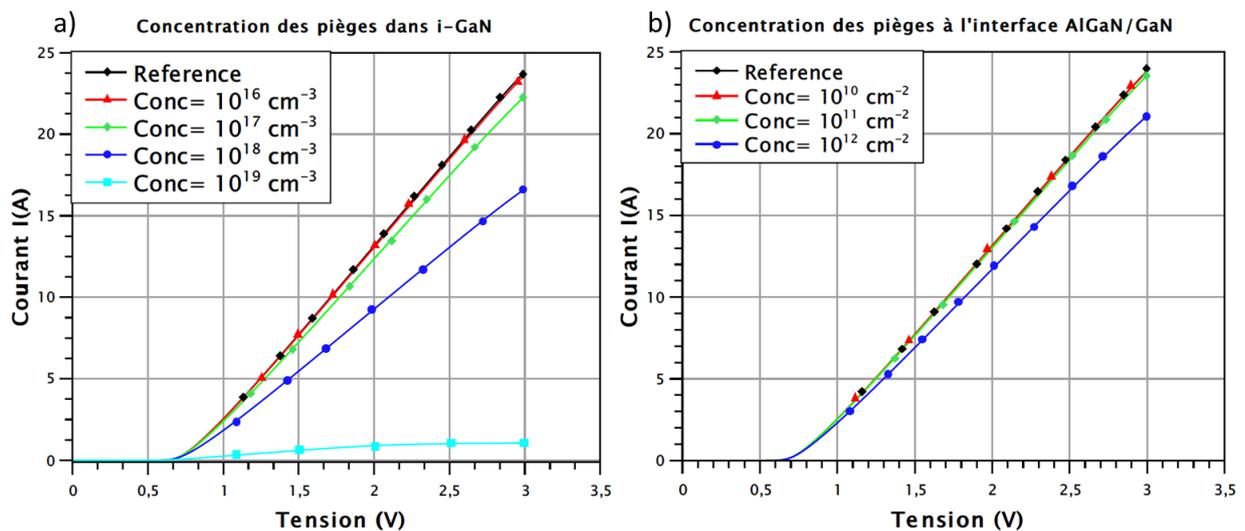


Figure 55 : Influence des pièges localisés dans a) i-GaN b) interface AlGaN/GaN, sur les caractéristiques en direct de la diode.

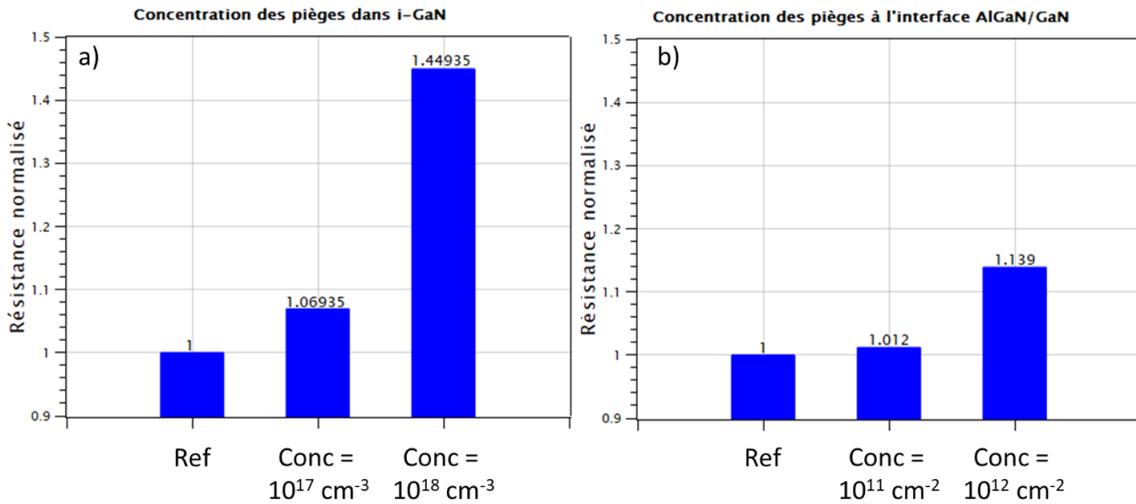


Figure 56 : a) Résistance normalisée en fonction de la concentration en pièges, a) dans i-GaN. b) à l'interface AlGaIn/GaN.

Dans un deuxième temps, pour des concentrations fixes de 10^{18} cm^{-3} pour les pièges dans i-GaN et 10^{12} cm^{-2} localisés à l'interface AlGaIn/GaN, on a fait varier l'énergie d'activation du niveau du piège allant de 0.3 eV sous la bande de conduction jusqu'au mid-gap. Les valeurs de R_{ON} correspondantes sont extraites de la partie linéaire des courbes entre $V = 1.5 \text{ V}$ à 2.5 V et résumées dans la figure 57. L'impact de l'énergie d'activation des pièges sur la R_{ON} par rapport à la référence devient progressivement plus marqué pour les pièges localisés dans i-GaN. Les pièges plus éloignés de la bande de conduction ont des constantes de dépiégeage plus élevées et on observe qu'ils ont un impact plus important, ce qui entraîne une plus grande perte de courant et une dégradation de la résistance R_{ON} . L'influence de la position de l'énergie E_A du piège n'apparaît pas pour les pièges à l'interface AlGaIn/GaN.

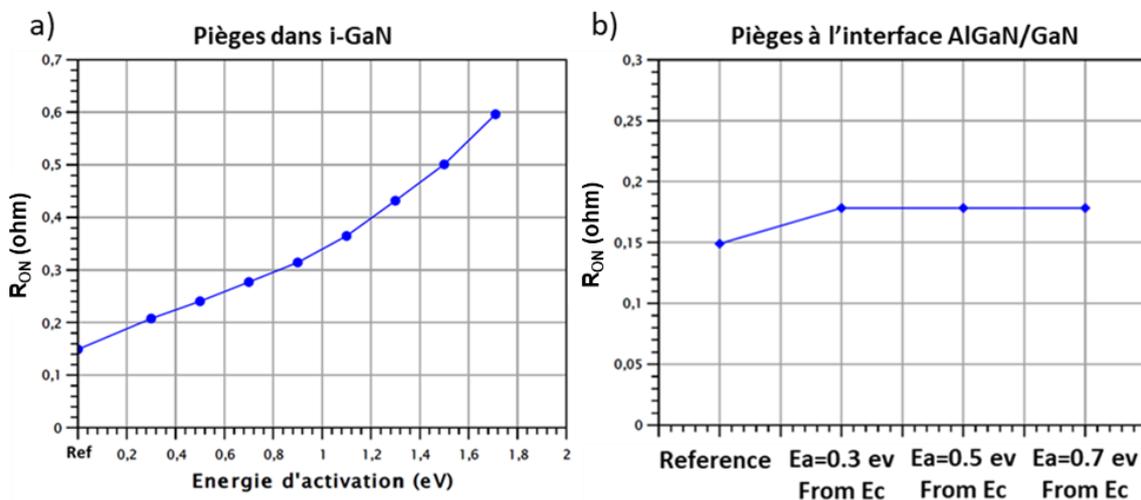


Figure 57 : Résistance R_{ON} en fonction de l'énergie d'activation.

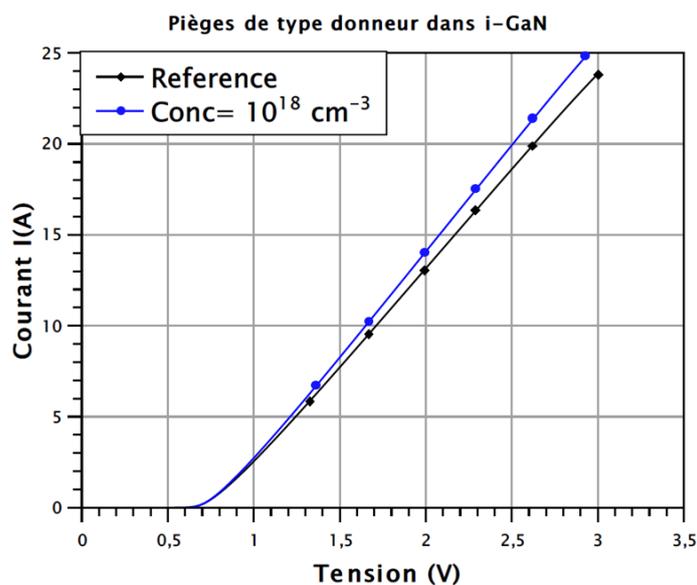


Figure 58 : Influence des pièges de type n localisés dans i-GaN sur les caractéristiques en direct de la diode.

Comme cela a déjà été démontré, les pièges sont des défauts qui peuvent être considérés soit comme de type accepteurs qui freinent la circulation des électrons dans le canal, soit de type donneurs qui permettent de renvoyer les électrons vers le canal. Des pièges de type n (donneurs) ont été ajoutés dans la région i-GaN ; des simulations électriques en direct montrent alors un renforcement de courant à l'état ON et une diminution de la résistance (figure 58).

4.2. GIT AlGaN/GaN

Pour le cas des HEMT Normally-on ou Normally-off, et comme cela a déjà été démontré dans le premier chapitre, les pièges localisés dans les différentes régions de la structure vont conduire à la fois à un décalage de la tension de seuil V_{th} et de la résistance à l'état passant, tout en diminuant la densité de charge dans le canal 2DEG, car les pièges sont localisés sous la grille et au niveau du canal. Ainsi et avec la même méthodologie, des simulations ont été réalisées afin d'étudier l'influence de la concentration des pièges sur les caractéristiques de transfert et de sortie de la structure GIT AlGaN/GaN. La figure 59 montre l'influence de la concentration des pièges avec $E_A = 0.6$ eV (de la bande de conduction), caractérisée par un changement de la tension de seuil et une dégradation majeure de la résistance statique pour des concentrations de 10^{18} cm⁻³, qui présentent une concentration des pièges proche de celle de la concentration des électrons dans le canal 2DEG.

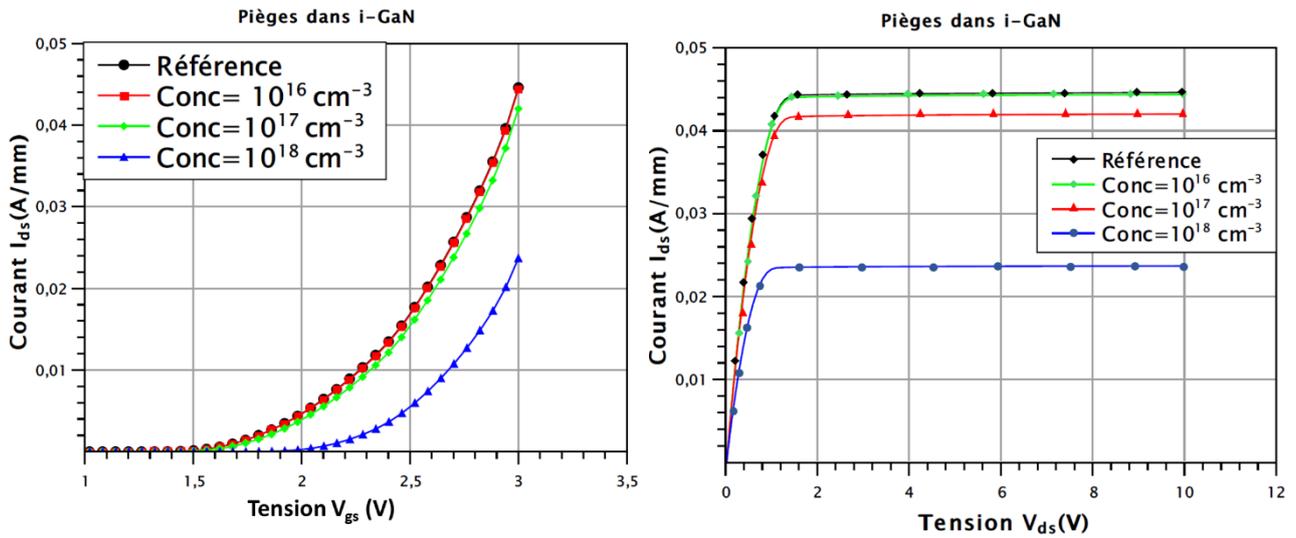


Figure 59 : Caractéristiques de transfert et de sortie du GIT en fonction de la concentration des pièges.

En tenant compte d'une coupe verticale sous la grille, la figure 60 montre la densité des électrons en fonction de la profondeur. Elle diminue dans le canal 2DEG en fonction de la concentration des pièges, ce qui induit une variation du comportement électrique des transistors. Cette diminution de la concentration est due à la capture des électrons du canal par les pièges localisés dans la région i-GaN.

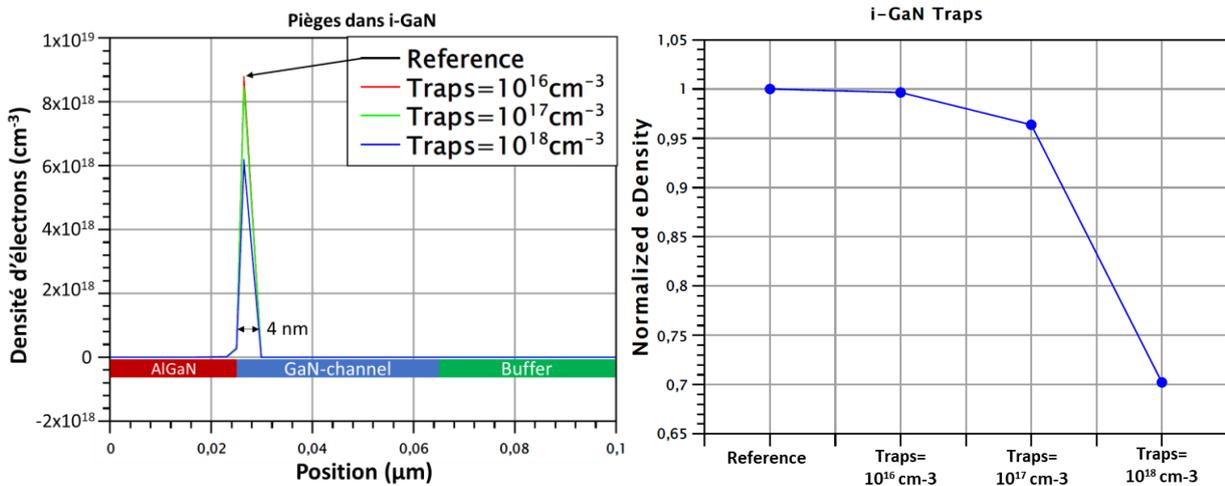


Figure 60 : Densité des électrons de la canal 2DEG sous la grille en fonction de la concentration des pièges dans la région i-GaN.

Les valeurs de R_{ON} correspondantes sont extraites de la partie linéaire des courbes autour de la tension 0.4 V et la tension de seuil est donnée pour un courant équivalent à 10^{-5} A/mm. La figure 61 montre l'évolution de la tension de seuil, le courant de saturation (à 10 V) et la résistance à l'état passant qui sont normalisés par rapport à la référence, telles que les caractéristiques de sortie et de transfert varient pour des concentrations égales à 10^{18} cm^{-3} pour les pièges localisés dans la couche GaN et AlGaN.

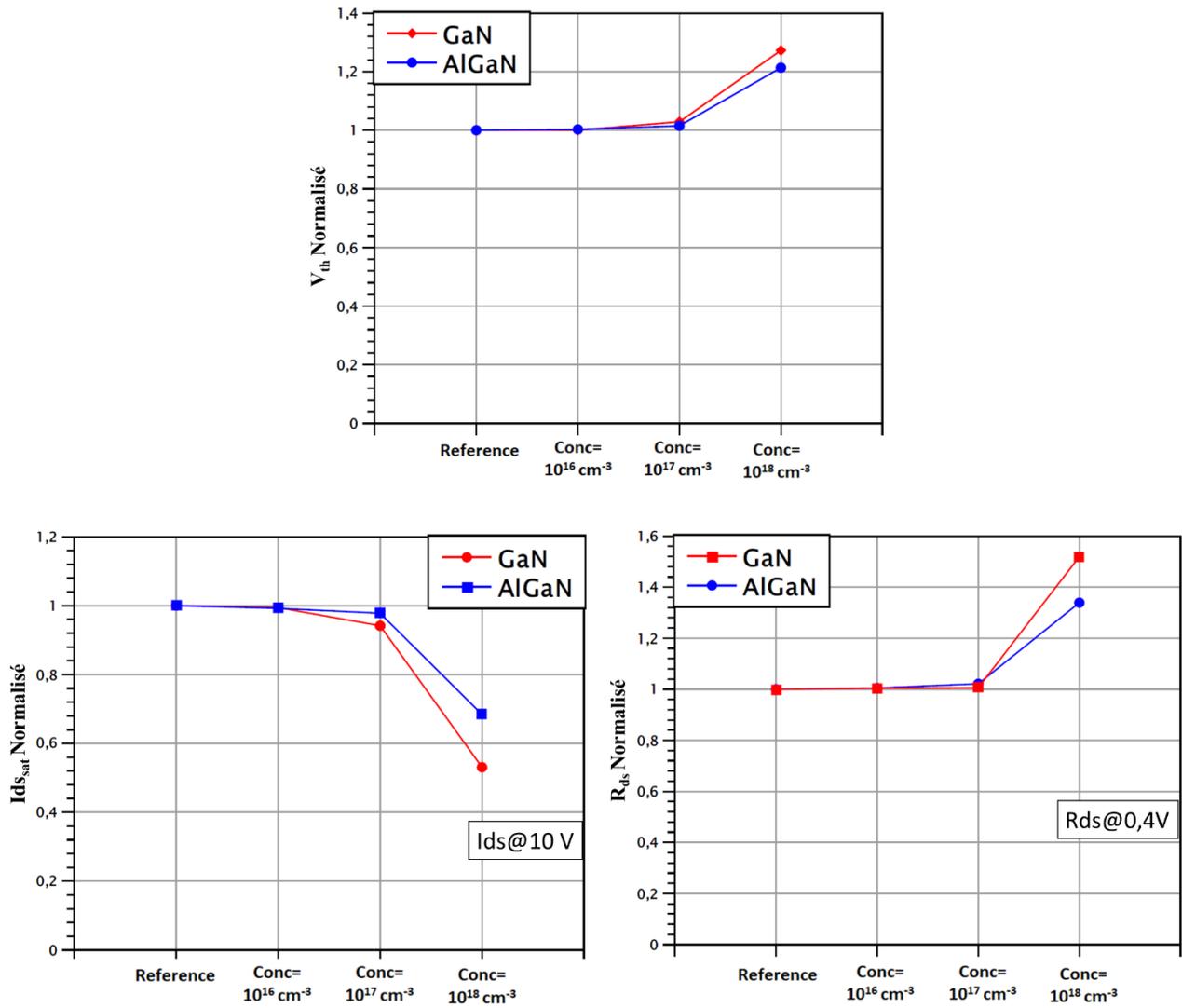


Figure 61 : Tension de seuil (@ 10^{-5} A/mm), courant de saturation et R_{ds} normalisés pour les pièges localisés dans les matériaux GaN et AlGaN.

La figure 62 montre que pour les pièges localisés à l'interface AlGaN/GaN, le comportement du GIT varie pour des concentrations des pièges de 10^{12} cm^{-2} .

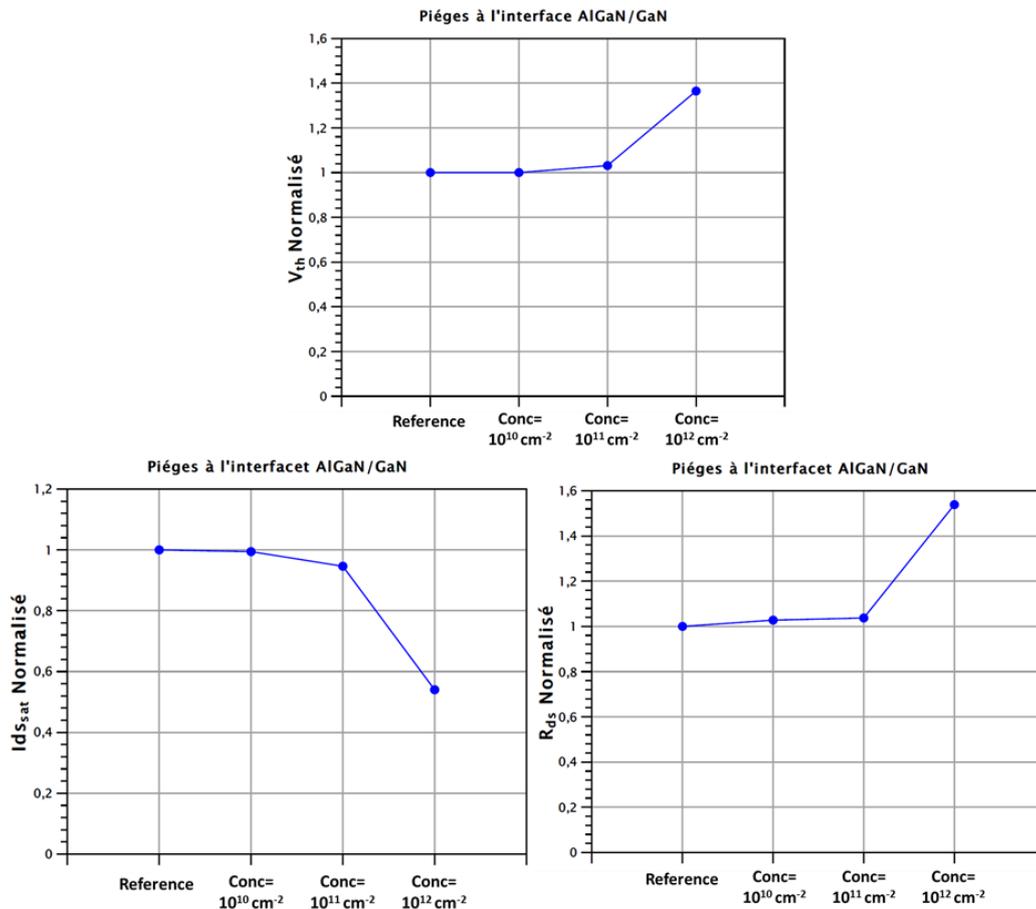


Figure 62 : Tension de seuil (@ 10^{-5} A/mm), courant de saturation et R_{ds} normalisés pour les pièges localisés à l'interface AlGaIn/GaN.

Afin d'étudier l'influence de l'énergie d'activation sur les caractéristiques de transfert et de sortie du GIT AlGaIn/GaN, des simulations ont été réalisées en variant ce paramètre de 0.3 eV jusqu'à 1.71 eV. La figure 63 présente l'évolution de la tension de seuil et du courant de saturation en fonction de l'énergie d'activation. Comme pour les diodes, le comportement électrique du GIT est caractérisé par une évolution de la tension de seuil et du courant de saturation pour les pièges localisés dans le GaN. Tandis que pour les pièges localisés à l'interface AlGaIn/GaN, ces paramètres ne varient pas avec l'augmentation de E_A .

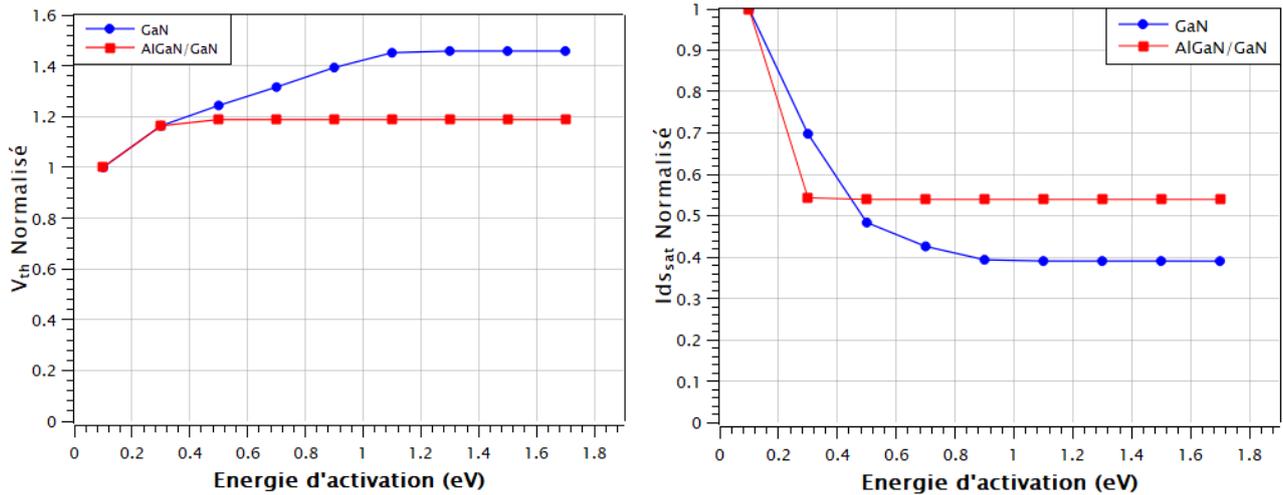


Figure 63 : Tension de seuil (@ 10^{-5} A/mm) et courant de saturation normalisés pour les pièges localisés dans les matériaux GaN et AlGaIn en fonction de l'énergie d'activation.

4.3. HEMT AlGaIn/GaN normally-on

Pour finir, nous étudions l'influence de la concentration des pièges et les énergies d'activation sur les caractéristiques de transfert et de sortie de la structure HEMT AlGaIn/GaN. La figure 64 présente cette analyse avec $E_A=0.6$ eV (écart par rapport à la bande de conduction). Les résultats montrent une grande variation de la tension de seuil, de -1.85 V sans pièges jusqu'à -1.49 V pour une concentration des pièges équivalent à 10^{18} cm⁻³. En outre, une dégradation de la R_{ON} apparaît pour des concentrations de 10^{18} cm⁻³, la résistance augmentant de 47.16% pour une concentration des pièges équivalent à 10^{18} cm⁻³. De plus, en faisant varier l'énergie d'activation pour une concentration constante égale à 10^{18} cm⁻³ du $E_A = 0.3$ eV jusqu'au $E_A = 1.9$ eV, la tension de seuil continue à varier jusqu'à -0.73 V, tandis que la résistance R_{ON} augmente en fonction de l'énergie d'activation.

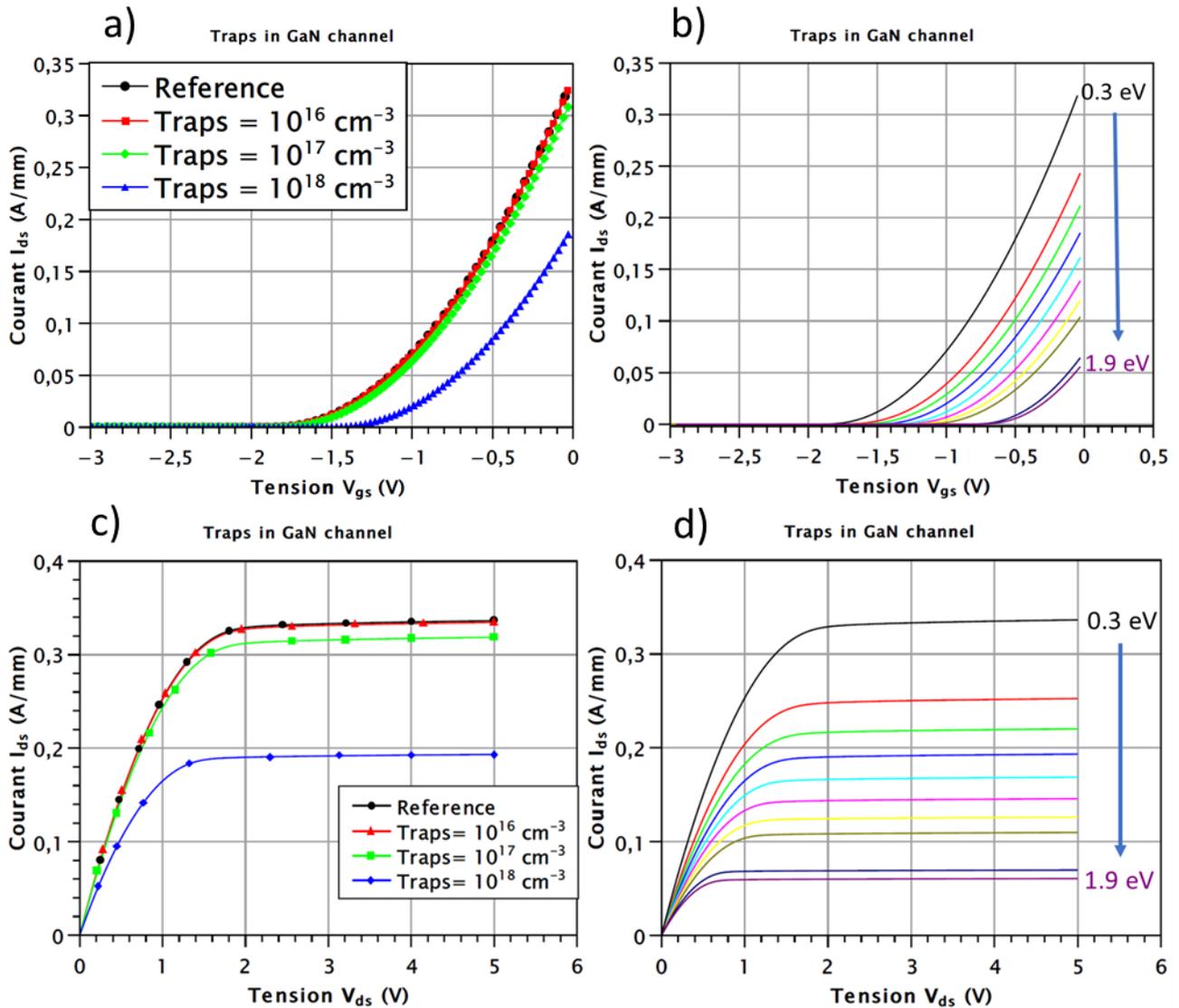


Figure 64 : Caractéristiques de transfert et de sortie du HEMT en fonction de la concentration et de l'énergie d'activation E_A des pièges dans la région i-GaN.

Pour les pièges localisés à l'interface AlGaIn/GaN, la figure 65 présente l'influence de leur concentration avec $E_A=0.6 \text{ eV}$ (de la bande de conduction). Les résultats montrent une grande variation de la tension de seuil et une dégradation de la R_{ON} pour des concentrations de 10^{12} cm^{-2} . La tension de seuil change de -1.85 V sans piège jusqu'à -1.5 V pour une concentration des pièges équivalente à 10^{12} cm^{-2} et la résistance augmente de 32.86 %.

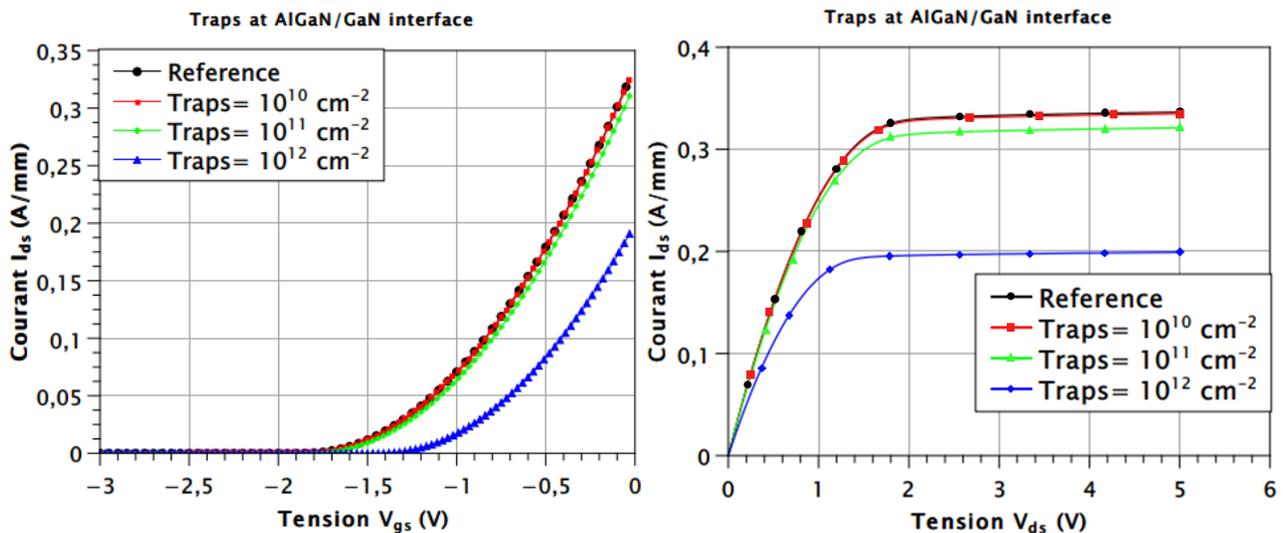


Figure 65 : Caractéristiques de transfert et de sortie du HEMT en fonction de la concentration des pièges à l'interface AlGaIn/GaN.

5. Conclusion

La simulation par éléments finis (TCAD) permet de prendre en compte la géométrie des composants et du matériau (type de dopage). Son application à des diodes Schottky sur matériau GaN a pour objectif d'extraire différents paramètres, tels que la résistance et la mobilité des électrons dans le canal 2DEG, au prix de quelques artifices de simulations.

Cette étude nous a permis de mieux appréhender la simulation TCAD des composants GaN et de comprendre davantage l'impact du phénomène de piégeage sur les caractéristiques des diodes et des transistors d'hétérojonction AlGaIn/GaN, qui est considéré comme l'un des plus grands problèmes limitant les performances des HEMT. Les résultats montrent une dégradation de la résistance dynamique en ajoutant des pièges dans différentes régions de la structure ; par ailleurs, les caractéristiques changent sensiblement avec la variation de la concentration des pièges et en fonction des énergies d'activation.

Ces simulations peuvent être considérées comme un outil pour mieux comprendre les problèmes de fiabilité et la dégradation de la résistance qui apparaissent après différents types de stress et en particulier le stress à l'état bloqué, qui génère les pièges dans les dispositifs AlGaIn/GaN. De plus, ces résultats de simulation pourront être alimentés par des résultats de caractérisations physiques (OBIC, DLTS...), afin de mieux identifier les mécanismes de dégradation de performances que l'on observe.

Chapitre III : Évolution de la résistance à l'état passant R_{on} des diodes à hétérojonction AlGaN/GaN

1. Contexte

Comme déjà vu, le nitrure de gallium présente des propriétés électriques très intéressantes pour les applications en électronique de puissance. Néanmoins les composants à base GaN ne sont pas encore très fiables, à cause des différents phénomènes qui affectent leur comportement, tels que le piégeage/dépiégeage et le phénomène d'électron chaud qui dégrade la résistance dynamique [98][99]. C'est pourquoi il est nécessaire de connaître les effets indésirables sur ces dispositifs d'électronique de puissance, afin de prédire les dérives de fonctionnement possibles dans le cadre de leur usage dans des conditions réelles.

Ce chapitre s'articule autour de deux parties :

- **Premièrement**, des caractérisations électriques des composants reçus de la part de STMicroelectronics ont été réalisées en respectant l'ordre de mesure suivant : en direct, en inverse $I(V)$, capacité $C-V$, des mesures en direct en température et des mesures en inverse en température. Les diodes reçues de la part de STM (STMicroelectronics) sont présentées dans le tableau 8.
- **En second lieu**, des études de la dégradation de la résistance R_{ON} après différents types de stress ont été réalisées :
 - Stress quasi-statique : passage de l'état bloqué à l'état passant pour une tension en inverse élevée ;
 - Commutation dure en utilisant le banc « Double Source Test » (DST).

Tableau 8 : Diodes reçues de la part de STMicroelectronics.

Nombre de Composants	Design	Tension (V)	Courant (A)	Références
3	Design 15AV2	650	15	Diodes 1, 2 et 3
3	Design FDP0125	650	6	Diodes 4, 5 et 6
3	Design COMP46D	650	6	Diodes 7, 8 et 9
3	Design COMP46V3	650	6	Diodes 10, 11 et 12
3		650	15	Diodes 27, 28 et 29
3		650	6	Diodes 33, 35 et 37

2. Caractérisation électrique des diodes GaN

Nous avons défini un protocole expérimental qui décrit notamment l'ordre des mesures car nous avons constaté que le stress existant pendant la mesure à l'état bloqué pouvait modifier les caractéristiques électriques et notamment la résistance R_{on} . Nous avons aussi observé qu'en laissant s'écouler suffisamment de temps (environ 2 mois), les composants revenaient à leur état initial. Notre protocole repose sur quatre caractérisations successives :

- 1) Mesure en direct ;
- 2) Mesure en inverse ;
- 3) Dynamique ;
- 4) Mesure en température en direct et en inverse.

Les caractérisations électriques $I(V)$ et $C-V$ présentent un grand intérêt, car elles permettent d'extraire plusieurs paramètres selon le régime établi :

- En direct :
 - La résistance à l'état passant R_{ON} ;
 - La tension de seuil ;
 - Le coefficient d'idéalité ;
 - La hauteur de barrière.
- En inverse :

- Le courant de fuite ;
- La tension de claquage.
- En régime dynamique :
 - Capacité du composant.

2.1. Méthode d'extraction des paramètres physiques

2.1.1. Résistance à l'état passant et tension de seuil

La résistance à l'état passant et la tension de seuil de conduction peuvent être déterminées instantanément à partir de la courbe I(V) en direct : la résistance R_{on} est l'inverse de la pente de la courbe au-delà de la tension de seuil de conduction (figure 66) ; la tension de seuil est la tension pour laquelle on atteint un certain courant s'étant formé (par exemple à 10 mA , 100 mA...).

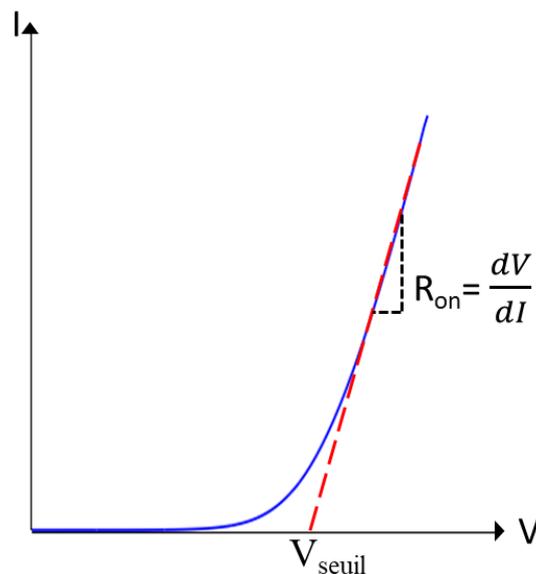


Figure 66 : Extraction de la résistance R_{ON} d'une diode Schottky.

2.1.2. Coefficient d'idéalité et hauteur de barrière

Afin de déterminer le coefficient d'idéalité et la hauteur de barrière, il faut utiliser l'équation du modèle thermoionique donnée par l'équation (III.1) qui décrit le comportement en régime direct de la diode Schottky :

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) - 1 \right] \quad \text{III.1}$$

Où V est la tension appliquée, n le facteur d'idéalité, K la constante de Boltzmann, T la température de fonctionnement et I_s le courant de saturation donnée par l'équation suivante :

$$I_s = SA^*T^2 \exp\left(\frac{-q}{KT}\phi_B\right) \quad \text{III.2}$$

Avec S la surface de la diode, ϕ_B la hauteur de barrière et A^* la constante de Richardson spécifique du GaN, l'équation III.1 devient :

$$I = SA^*T^2 \exp\left(\frac{-q}{KT}\phi_B\right) \left[\exp\left(\frac{qV}{nKT}\right) - 1\right] \quad \text{III.3}$$

Afin de calculer le facteur d'idéalité et la hauteur de barrière, il faut exprimer l'équation II.3 sous une forme logarithmique. L'équation devient :

$$\ln\left(\frac{I}{SA^*T^2}\right) = \frac{-q}{KT}\phi_B + \frac{qV}{nKT} \quad \text{III.4}$$

Cette équation correspond à celle d'une droite ; ϕ_B et n sont donnés par III.5 et II.6 respectivement.

$$\phi_B = \frac{KT}{q} \ln\left(\frac{SA^*T^2}{I}\right) \quad \text{III.5}$$

$$n = \frac{dV}{d\ln\left(\frac{I}{SA^*T^2}\right)} \frac{q}{KT} \quad \text{III.6}$$

Schématiquement, la figure 67 montre la méthode d'extraction de ϕ_B et n, tel que ϕ_B correspond à l'ordonnée à l'origine et n à la pente du régime thermoionique.

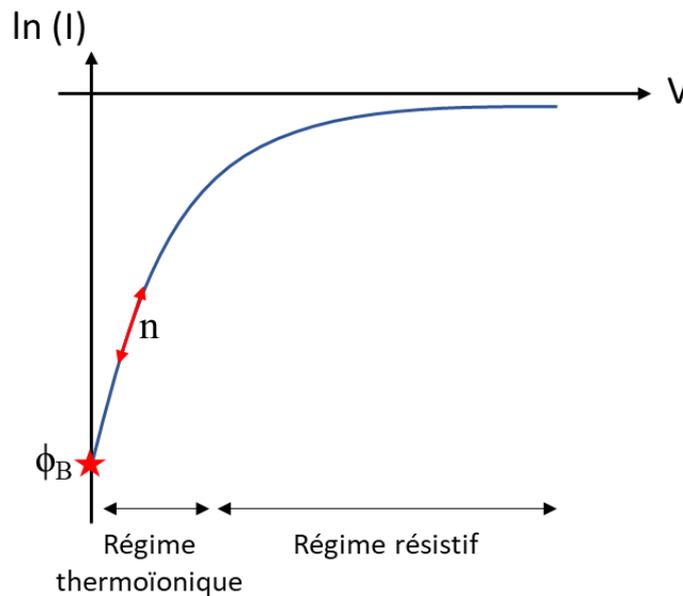


Figure 67 : Extraction de la hauteur de barrière et du facteur d'idéalité d'une diode Schottky.
 ϕ_B est calculé pour $V=0$.

3. Caractérisation électrique des diodes Schottky AlGaN/GaN

3.1. Caractérisation en direct

Les caractérisations en direct $I(V)$ sont réalisées en mode pulsé en utilisant le montage présenté sur la figure 68 avec un traceur de caractéristiques Keysight B1505A qui permet d'appliquer une tension positive entre l'anode et la cathode et de mesurer le courant qui circule I_{AK} .

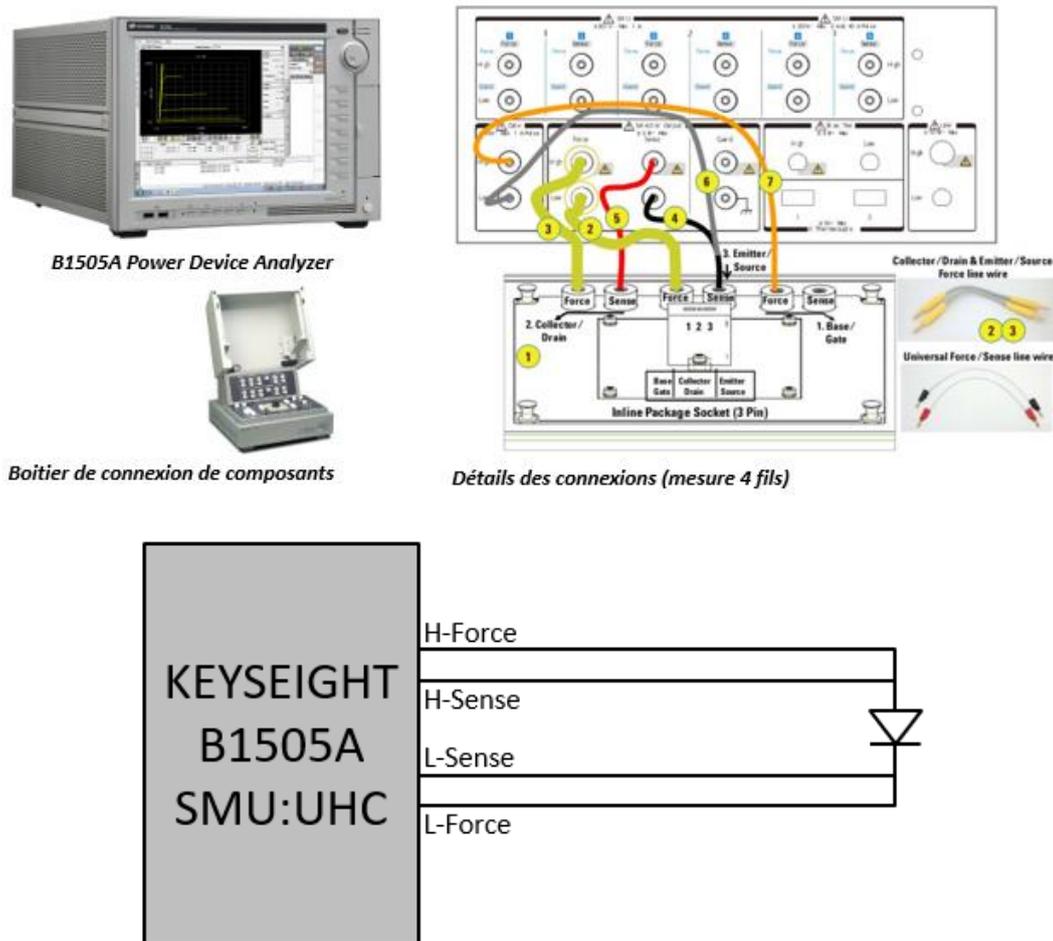


Figure 68 : Montage utilisé pour les diodes GaN avec Keysight B1505A, avec un module UHC 500 A.

Les mesures ont été réalisées avec une durée d'impulsion choisie pour le matériel B1505 égale à $200 \mu\text{s}$ et une période de répétition de 50 ms . Ces paramètres permettent de limiter considérablement les effets d'autoéchauffement. Le courant en direct a volontairement été limité à 6 A .

Par ailleurs, pour confirmer la mesure, la caractéristique en direct a aussi été mesurée avec une SMU 2410. L'intensité maximale délivrée par la SMU 2410 est de 1 A . Les résultats obtenus en direct pour les diodes caractérisées par Keysight B1505A et SMU 2410 sont similaires à obtenus par ST. A titre

d'exemple, la diode 33 présente une résistance R_{ON} égale à 0.17Ω (@ 0.5 A), une tension de seuil égale à 0.6 V (@ 10 mA), un facteur d'idéalité n égale à 1.16 et une courbe identique à celles obtenues par ST (figure 69). La mesure avec le B1505A et la SMU 2410 ont été mises en œuvre dans le but de vérifier la qualité de nos propres mesures, car des différences ont été identifiées avec les mesures réalisées par ST en inverse.

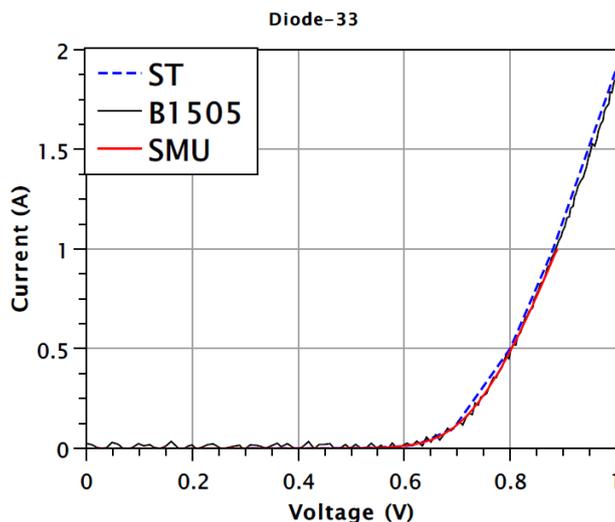


Figure 69: Caractéristiques en direct $I_f(V_f)$ pour la diode 33 (6A) réalisées avec la SMU 2410 et le B1505.

La figure 70 montre toutes les caractérisations effectuées à l'aide du B1505A pour les diodes 6 A et 15A. Pour les diodes de 15 A, les résultats montrent des résistances R_{ON} presque identiques autour de $34 \text{ m}\Omega$ (@ 5 A) et des tensions de seuil autour de 0.6 V (@ 100 mA), tandis que pour les diodes de 6A, les résistances R_{ON} varient entre $117 \text{ m}\Omega$ et $170 \text{ m}\Omega$ (@ 2 A), et les tensions de seuil ont une valeur proche de 0.7 V (@ 100 mA), avec en outre des courbes plus dispersées.

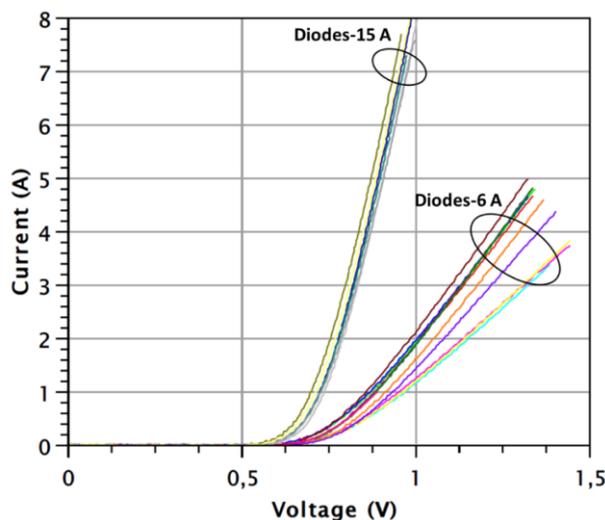


Figure 70: Caractéristiques en direct $I_f(V_f)$ pour les diodes 6A et 15A (B1505A).

Le tableau 9 rassemble les valeurs de la résistance R_{ON} et de la tension de seuil à 100 mA calculées pour toutes les diodes 6 A et 15 A.

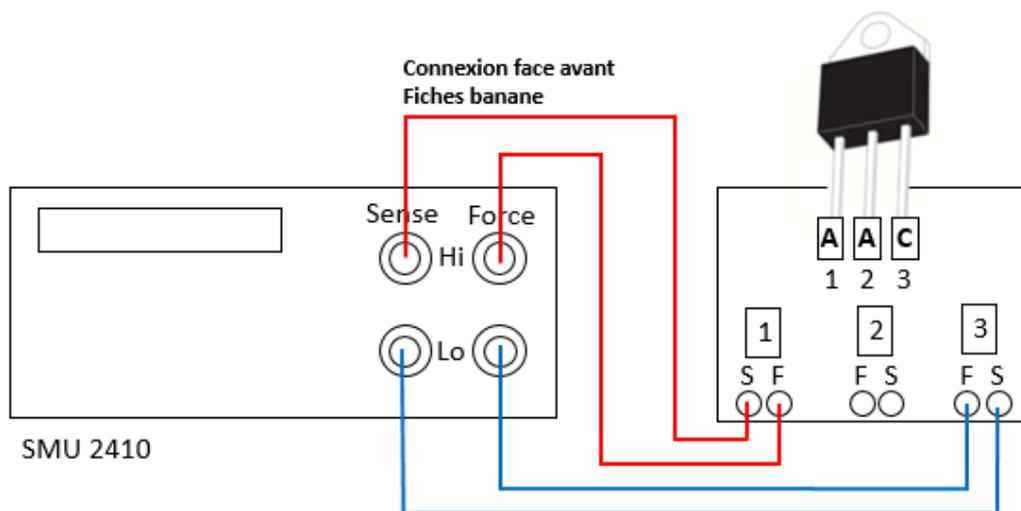
Tableau 9 : Résistance R_{ON} et tension de seuil pour toutes les diodes 6A et 15 A.

Diodes (6A)	4	5	6	7	8	9	10	11	12	33	35	37
$R_{ON} (\Omega) @5A$	0.166	0.176	0.177	0.117	0.117	0.118	0.113	0.109	0.114	0.170	0.136	0.121
$V_{seuil} (V) @100mA$	0.729	0.716	0.709	0.661	0.67	0.66	0.694	0.672	0.694	0.693	0.727	0.715

Diodes (15A)	27	28	29	1	2	3
$R_{ON} (\Omega) @1A$	0.034	0.038	0.036	0.035	0.034	0.034
$V_{seuil} (V) @100mA$	0.597	0.617	0.636	0.615	0.616	0.583

3.2. Caractérisation en inverse

Les caractérisations en inverse ont été effectuées à température ambiante en utilisant le Keysight B1505 et la SMU2410, suivant le montage présenté figure 71, permettant d'appliquer une tension positive sur la cathode (en inverse) et de mesurer le courant de fuite existant.



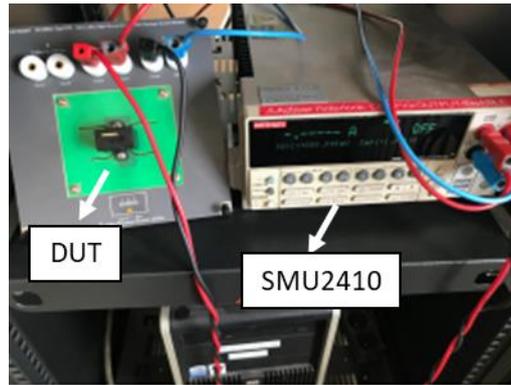
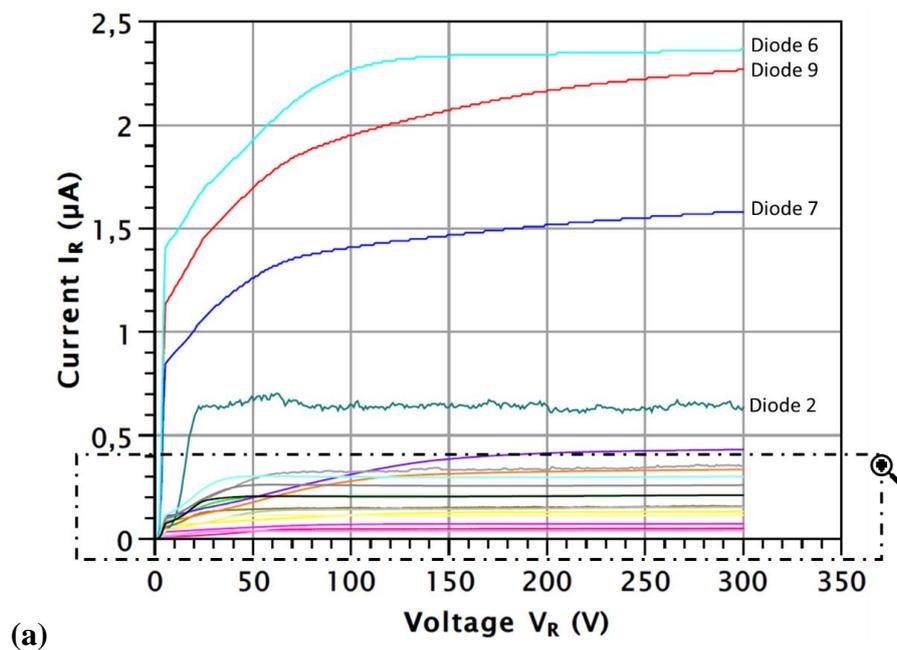
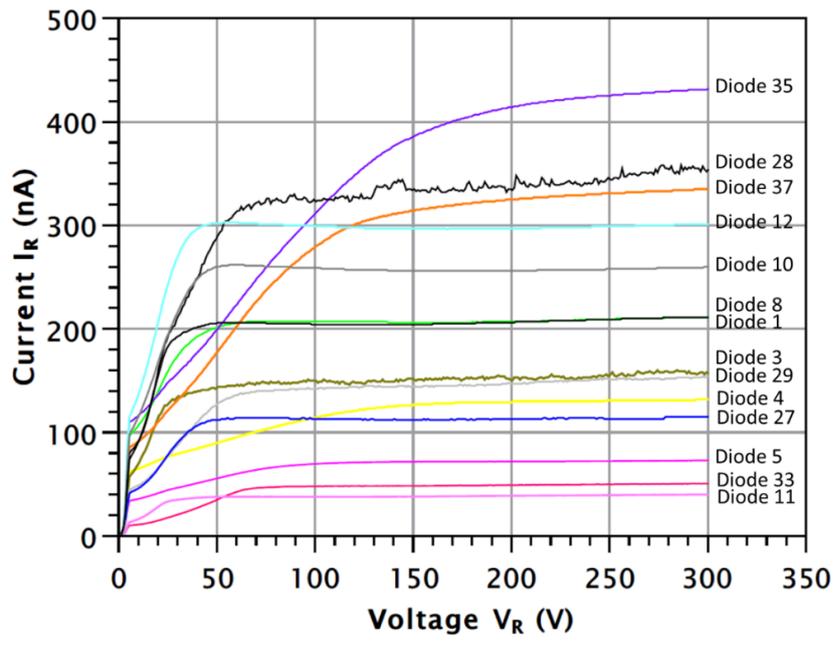


Figure 71: Montage utilisé pour les diodes GaN avec la SMU2410. Les diodes 650 V de calibre 6 A et 15 A en boîtier TO-247, possèdent trois pattes, 1 et 2 sont l'anode et la 3 est la cathode.

Les résultats obtenus en inverse pour les diodes 6 A et 15 A caractérisées par Keysight B1505A et SMU 2410 sont représentés sur la figure 72. Les différentes courbes montrent des courants de fuite à 300 V entre 39.9 nA pour la diode 11 et 2.36 μ A pour la diode 6.





(b)

Figure 72 : Mesures en inverse pour les diodes (a) 2,6,7 et 9, (b) diodes restantes de 1 à 35 (B1505A).

A titre d'exemple, la diode 28 (15 A) présente, pour une tension V_r en inverse égale à 300 V, un courant de fuite égale à 242,5 nA pour les mesures effectuées par ST, 354 nA pour la mesure avec le B1505 et 362 nA pour la mesure avec la SMU2410 (figure 73). Les écarts entre le courant de fuite mesuré par ST et ceux mesurés par la B1505 et SMU2410 sont peut-être dus à l'ordre de déroulement des mesures appliqué, qui a activé des pièges dans les diodes.

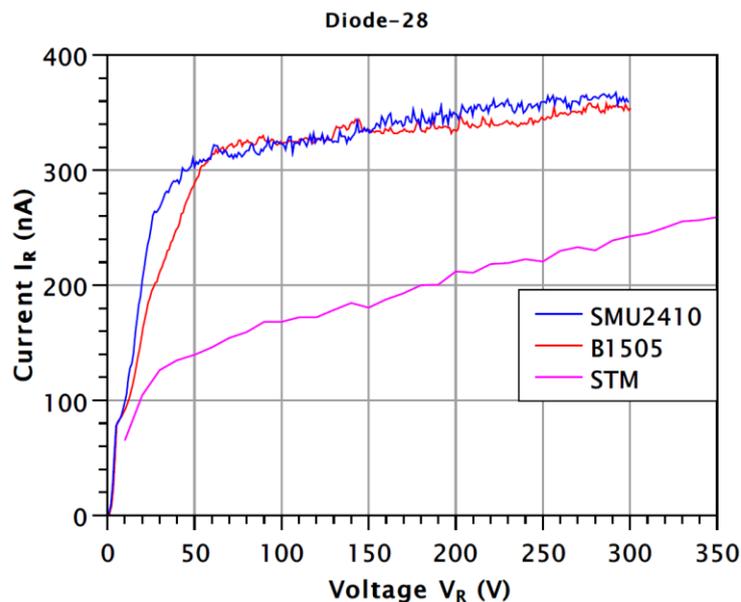


Figure 73 : Caractéristique en inverse $I_r(V_r)$ pour la diode 28 (15A).

3.3. Mesures en direct et en température

Pour étudier l'influence de la température sur les caractéristiques en direct des diodes GaN, des mesures ont été réalisées en faisant varier la température de la diode de 25°C à 150°C.

A titre d'exemple, pour la diode 27 (15 A), le courant à l'état passant et la tension de seuil diminuent lorsque la température augmente, alors que la résistance croît avec la température (figure 74). Le changement de la résistance et de la tension de seuil en fonction de la température conduit à l'apparition d'un point de concours pour toutes les mesures, pour une tension $V = 0.807 \text{ V}$.

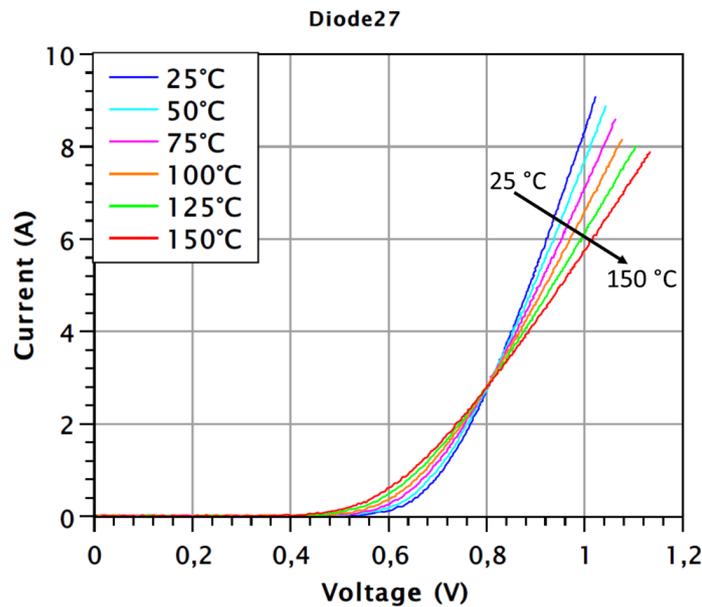


Figure 74 : Mesures en direct en température sur la diode 27 (15A).

La résistance R_{ON} à 6 A augmente de 35 m Ω (25 °C) à 65 m Ω (150 °C) : soit une augmentation de 6.05 m Ω pour une hausse de température de 25 °C.

D'autre part, la tension de seuil (à 100 mA) diminue de 0.71 V (25 °C) à 0.625 m Ω (150 °C) : il s'agit d'une diminution de 23 mV pour une hausse de température de 25 °C (figure 75).

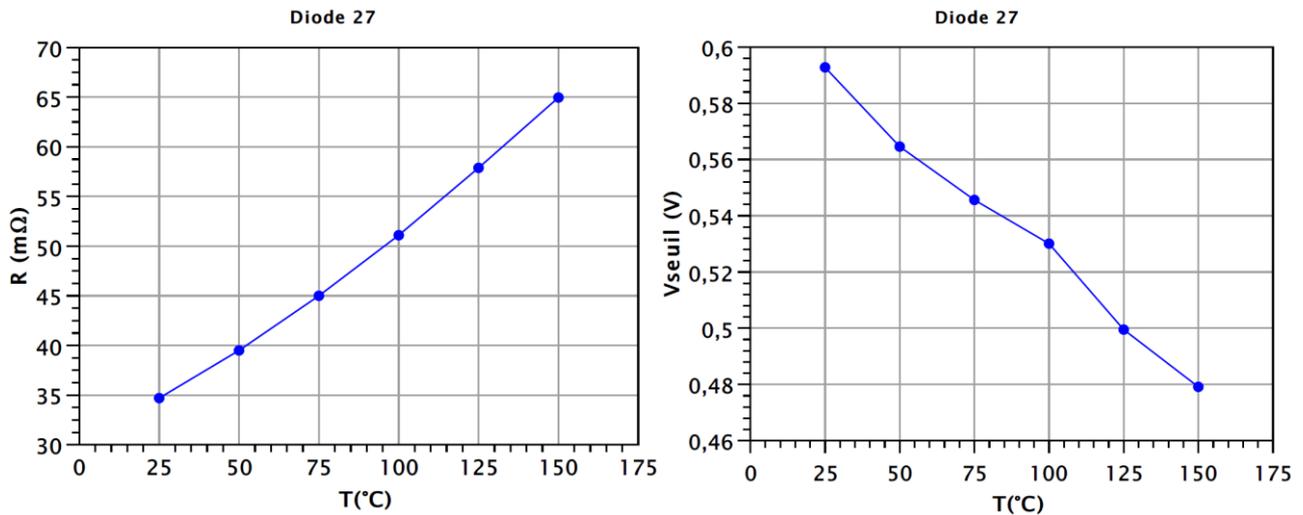


Figure 75 : Évolution de la résistance et la tension seuil en fonction de la température sur la diode 27 (15A).

3.4. Mesures inverses en température

Des mesures en inverse en température ont été réalisées sur les diodes ST, afin d'étudier l'influence de la température sur les caractéristiques en inverse de ces dernières. A titre d'exemple, la figure 76 montre une augmentation du courant de fuite en variant la température de 25 °C à 150 °C ; le courant de fuite à 300 V augmente alors de 0,32 µA (@ 25 °C) jusqu'à 11,1 µA (@ 150 °C).

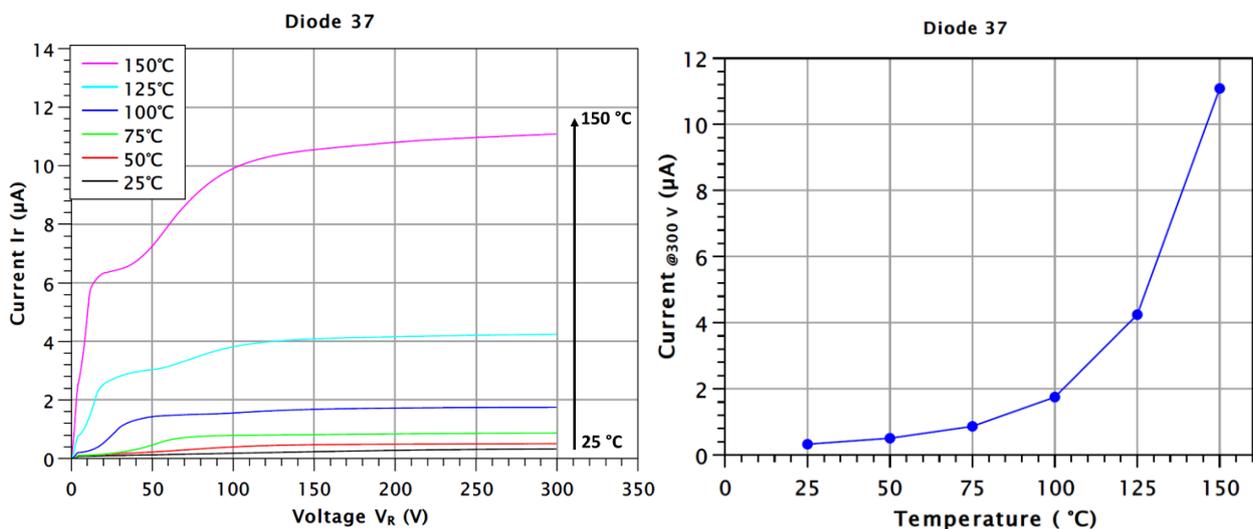


Figure 76 : Mesures en inverse en température sur la diode 27.

En appliquant une tension en inverse sur des diodes Schottky, la hauteur de barrière augmente et empêche le passage des électrons du semi-conducteur vers le métal. Alors, le courant de fuite dépend de la hauteur de barrière ϕ_B , qui dépend elle-même du courant de saturation en inverse I_s , tel que :

$$I_s = SA * T^2 \exp\left(\frac{-q}{KT} \phi_B\right)$$

III.2

Cela implique que le courant de fuite augmente avec la température comme le montre la figure 76.

4. Caractérisations C-V

Les caractérisations C-V ont été effectuées à température ambiante en utilisant le Keysight B1505A, avec le montage présenté sur la figure 77.

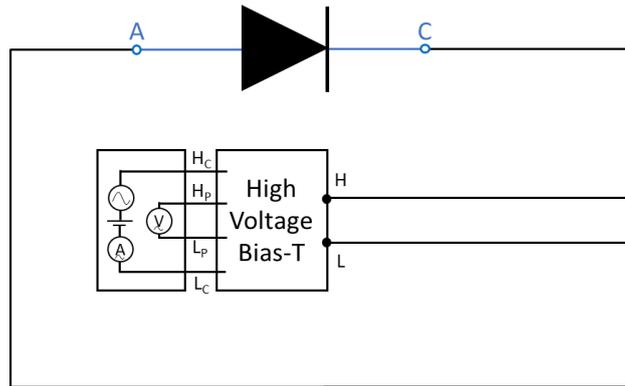


Figure 77 : Montage utilisé pour les diodes GaN avec le B1505A pour une fréquence $f=10$ kHz.

La mesure de la capacité est réalisée en appliquant une tension en inverse sur la diode pour étendre la zone de désertion, tandis qu'une petite oscillation sinusoïdale est superposée à la tension de polarisation et appliquée pour mesurer l'impédance et en extraire la capacité.

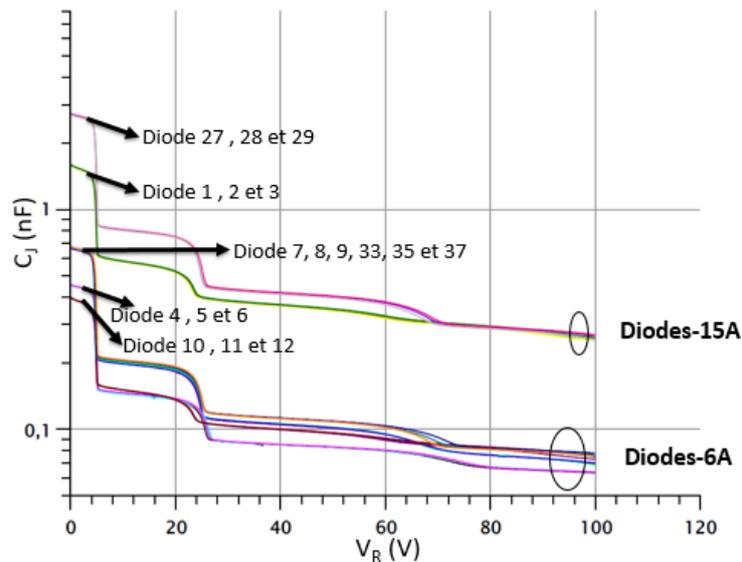


Figure 78 : Caractéristique C-V pour les diodes 6 A et 15 A.

La figure 78 montre le résultat des mesures C-V pour toutes les diodes 6 A et 15 A. Les courbes sont décroissantes en fonction de la tension inverse, ce qui est conforme aux prévisions théoriques avec

l'extension de la zone de charge d'espace. Les paliers observés sur les courbes sont le reflet des différentes épaisseurs de l'isolant entre les plaques de champ et la surface du composant existant dans les diodes STM. Ces plaques de champs sont importantes pour la protection périphérique.

Le tableau 10 montre la capacité de jonction pour toutes les diodes 6 A et 15 A, pour des tensions en inverse $V_r=0$ V et $V_r=100$ V.

Tableau 10 : Capacité C_j pour les diodes 6 A et 15 A pour $V_r=0$ V et $V_r=100$ V.

Diodes (6A)	4	5	6	7	8	9	10	11	12	33	35	37
$C_j @0v(nF)$	0.45	0.45	0.45	0.66	0.66	0.66	0.39	0.39	0.39	0.67	0.67	0.67
$C_j @100v(nF)$	0.06	0.06	0.06	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07	0.07

Diodes (15A)	27	28	29	1	2	3
$C_j @0v(nF)$	2.7	2.7	2.7	1.6	1.6	1.6
$C_j @100v(nF)$	0.254	0.268	0.265	0.261	0.258	0.253

On remarque la différence de capacité $C_j @0v$ et $C_j @100v$ entre les 2 calibres de diode (6 A et 15 A), tel que la capacité des diodes 15 A est plus grande que celle des diodes 6 A. Cette différence est due à la surface plus importante des diodes 15 A.

5. Évolution de la résistance à l'état passant

Après avoir déterminé les caractéristiques statique et dynamique des diodes de puissance AlGaIn/GaN, des études d'évolution de la résistance à l'état passant ont été réalisées à la suite d'une période de stress. Deux types de stress sont visés :

- Stress quasi-statique : application d'une tension continue en inverse alors que le composant est à l'état bloqué pendant une durée t_{off} ;
- Commutations dures : imposer une série de commutations dures sur le composant, avec un temps à l'état off correspondant à ΔT_{off} .

La résistance à l'état passant est mesurée après chaque type de stress ; la robustesse du composant contre le piégeage causé par ces stress peut alors être déterminée.

Les stress quasi-statiques sont réalisés en utilisant le traceur Keysight B1505 et les commutations dures seront effectuées grâce à un circuit de mesure développé au sein du laboratoire Ampère : le banc « Double Source Test » (DST).

5.1. Stress quasi-statique

Le stress quasi-statique vise à observer l'évolution de la résistance R_{ON} et de la tension de seuil des diodes AlGaIn/GaN, lorsqu'elles sont soumises à des cycles de stress électriques en inverse.

En appliquant un tel stress, des charges négatives peuvent être piégées au voisinage du canal 2DEG. Ces charges seront compensées afin de maintenir la neutralité dans cette zone. Cette compensation se traduit par une diminution de la concentration des porteurs mobiles dans le canal 2DEG, qui induit une augmentation de la résistance à l'état passant.

5.1.1. Protocole de mesure

L'expérience consiste à appliquer une tension en direct sur les diodes ST, suivie d'une tension continue en inverse, afin d'étudier le comportement de la diode après stress (Figure 79).

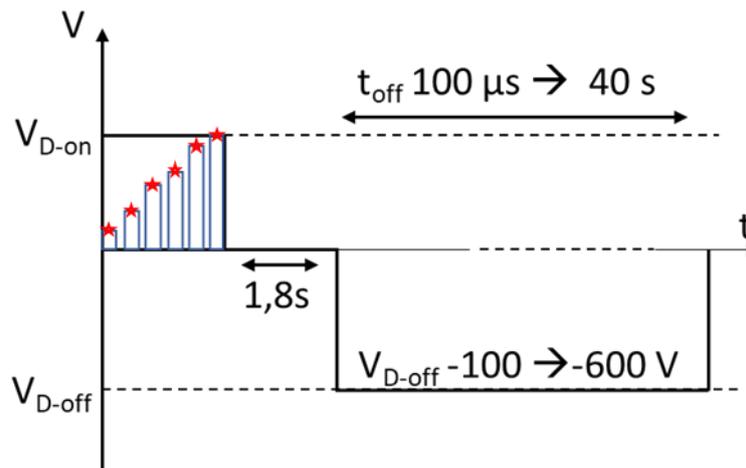


Figure 79 : Protocole de mesure du stress quasi-statique. Les étoiles rouges représentent le moment où la mesure de courant a été effectuée.

Les paramètres de mesures sont :

- $V_{D-on} = 1,5 \text{ V}$, avec $t_{impulsion} = 200 \mu\text{s}$, $\tau_{répétition} = 50 \text{ ms}$ et des impulsions de 10 mV
- Mesure de courant à V_{D-on}
- Variation de V_{D-off} : $-100 \text{ V} \rightarrow -200 \text{ V}$
- Variation de t_{off} : $100 \mu\text{s} \rightarrow 40 \text{ s}$
- Étude de l'influence du stress sur le courant à V_{D-on}

5.1.2. Résultats

Des cycles de 10 impulsions de stress ont été effectués sur une diode 6 A (37), pour une tension V_{D-off} de 100 V et 200 V en inverse et une période t_{off} de 1 s et 20 s.

Pour un stress de $t_{off} = 1$ s, 10 impulsions de stress ont été appliquées et après chacune, la résistance à 2 A, la tension de seuil à 10 mA et le courant à 1.5 V sont calculés afin de déterminer l'influence du stress sur ces paramètres.

Le courant dans l'anode à 1.5 V montre une diminution de 4 % après les 10 impulsions de stress et la R_{dyn} (@ 2A) augmente alors de 122 mΩ à 125 mΩ (augmentation de 2.2 %) (Figure 80).

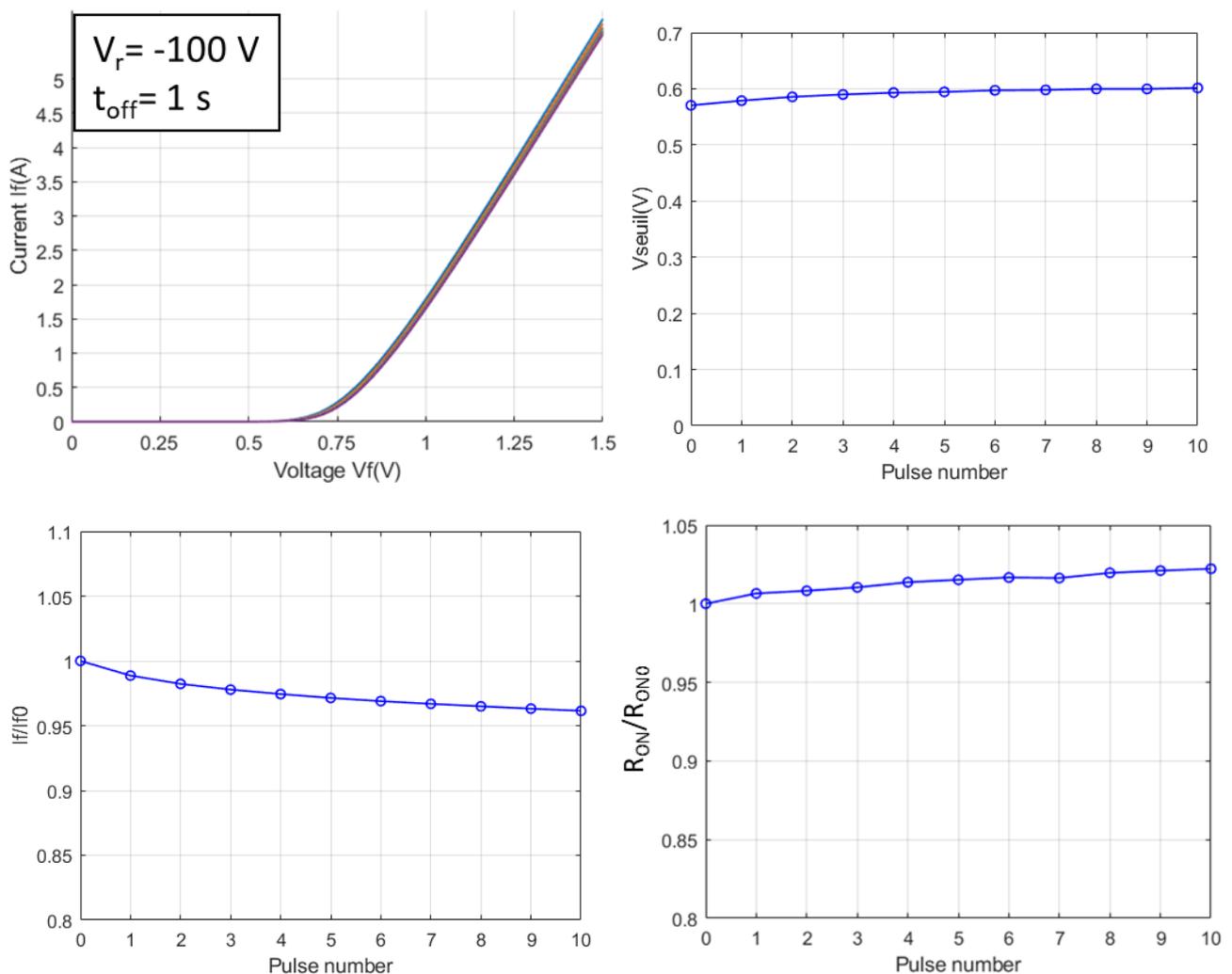


Figure 80 : Application de 10 impulsions de stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100$ V et $t_{off} = 1$ s.

La figure 81 montre l'évolution de la résistance après stress de 100 et 200 V. Le principe consiste à appliquer un stress de 10 impulsions en inverse à 100 V, suivies de 10 impulsions à 200 V avec une

durée de 5 min entre les cycles de stress, où l'on peut remarquer que le courant dans l'anode continue à diminuer et la R_{ON} augmente de 6 % par rapport à la résistance à l'état initial (avant stress).

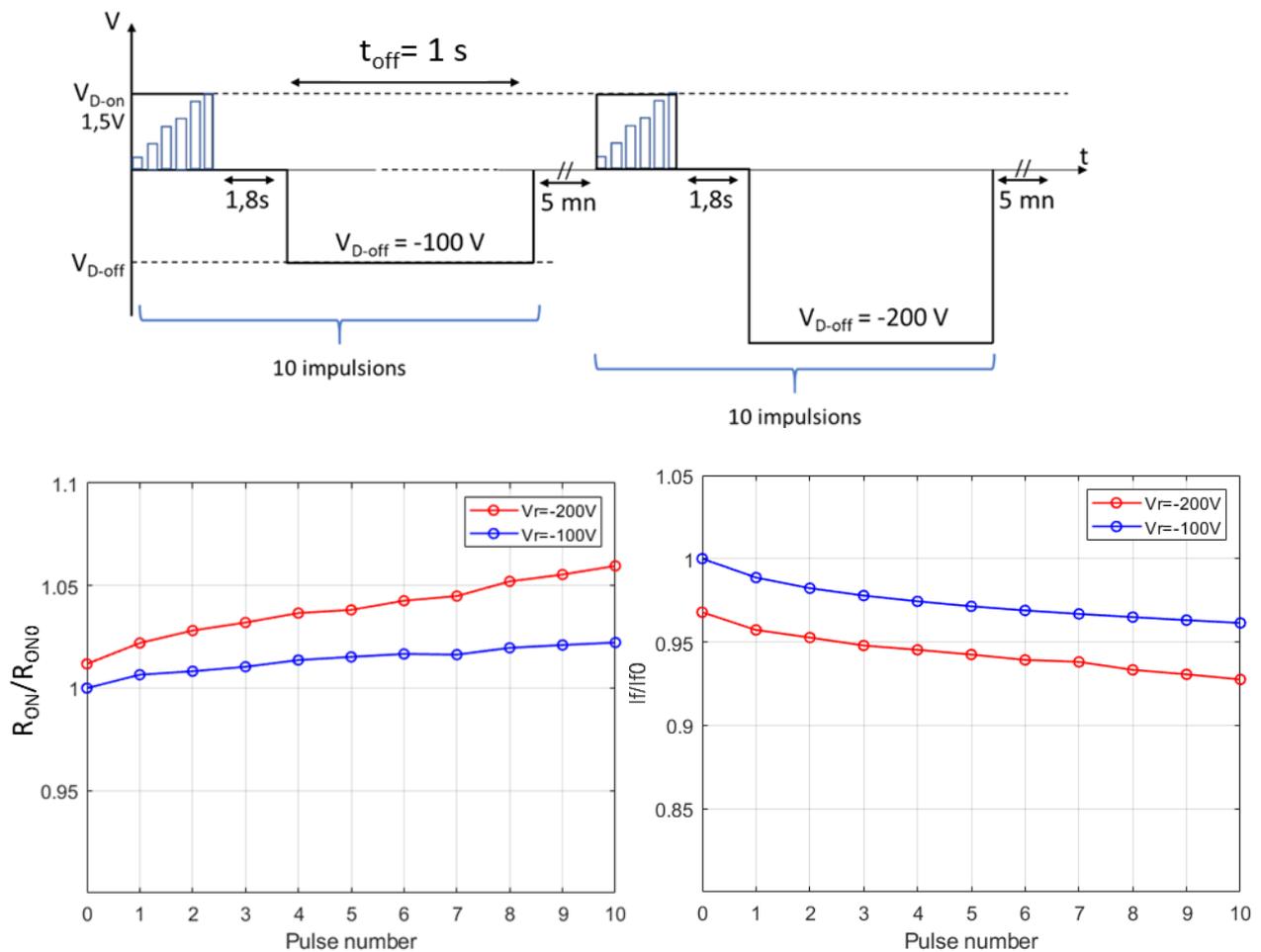


Figure 81 : Stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100 V$ et $-200 V$ et $t_{off} = 1 s$.

Pour un stress de $t_{off} = 20 s$, le courant dans l'anode à $1,5 V$ montre une diminution de 11 % après les 10 impulsions de stress et la R_{ON} augmente de $124 m\Omega$ jusqu'à $142 m\Omega$ (augmentation de 15%) (Figure 82).

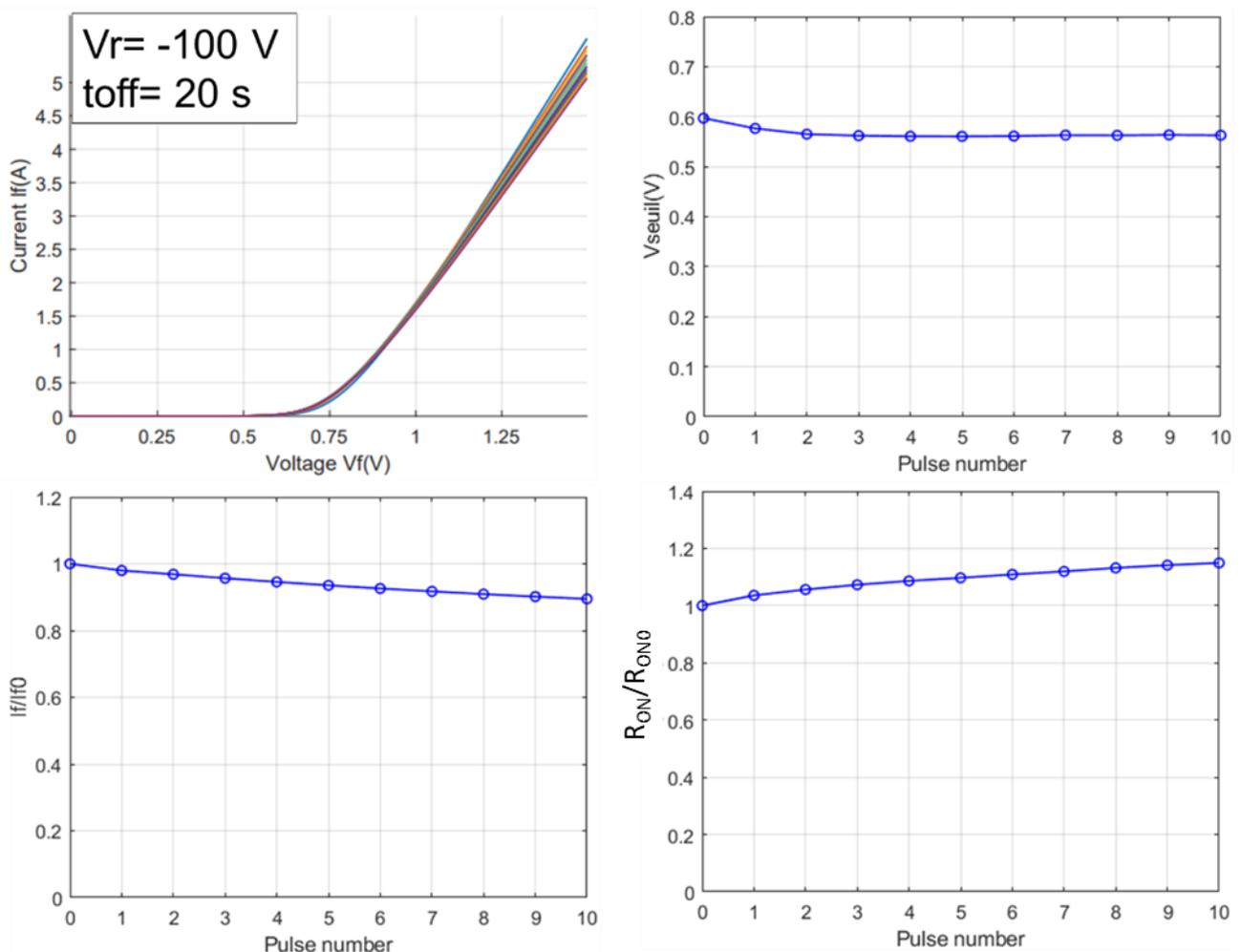


Figure 82 : 10 impulsions de stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100\text{ V}$ et $t_{off} = 20\text{ s}$

La figure 83 montre l'évolution de la résistance après stress de 100 et 200 V. Le principe consiste à appliquer un stress de 10 impulsions en inverse à 100 V, puis de 10 impulsions à 200 V ; on peut remarquer que le courant dans l'anode continue à diminuer et la R_{ON} augmente de 25 % par rapport à la résistance à l'état initial (avant stress).

Les résultats montrent une dégradation de la résistance pour des stress électriques de 100 V et 200 V et en outre, le niveau de la dégradation change en variant le temps du stress. Pour $t = 1\text{ s}$, la résistance augmente de 6 % par rapport à l'état initial, tandis que pour un temps $t_{off} = 20\text{ s}$, la résistance augmente de 25 %. En augmentant la durée du stress appliqué en inverse, des charges négatives supplémentaires se mettent au niveau du canal 2DEG et seront compensées par une diminution de la concentration des charges dans le 2DEG, induisant une augmentation plus forte de la résistance à l'état passant.

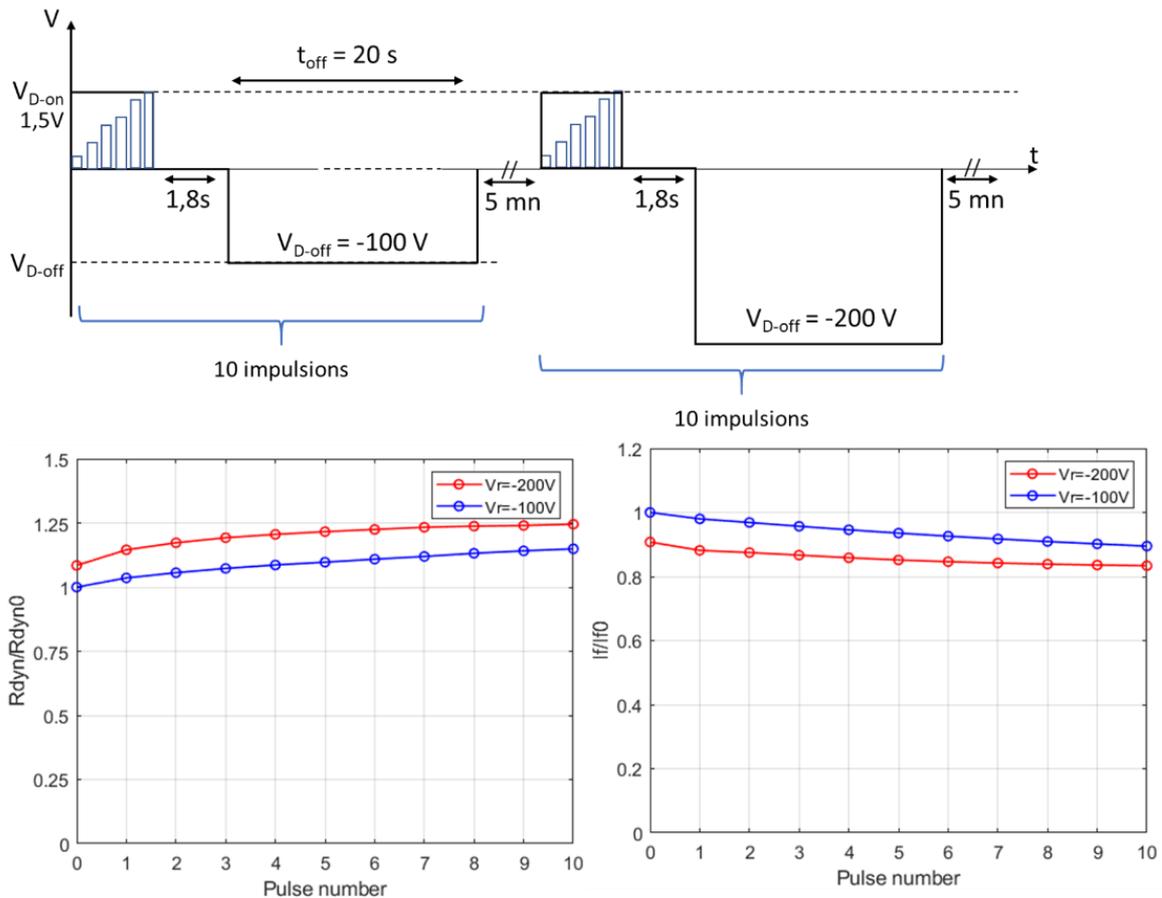


Figure 83 : Stress quasi-statique pour $V_{D-off} = -100\text{ V}$ et -200 V et $t_{off} = 20\text{ s}$.

Nous avons pu constater, à plusieurs reprises, que cette dégradation était réversible. En effet, en attendant environ 2 mois, la caractéristique électrique revient à son état initial.

5.2. Commutation dure

La commutation dure appliquée à un composant GaN latéral, nommé High Mobility Transistor (HEMT), induit des porteurs chauds dans le canal conducteur 2DEG [66][100][64]. L'explication avancée est que des porteurs chauds ont une forte probabilité d'être émis puis piégés dans la couche de passivation du composant [65]. Par conséquent, la résistance dynamique du composant augmente et sa tension de claquage peut changer [101]. En revanche, il s'agit d'un phénomène assez différent de la dégradation relevée lors des stress quasi-statiques.

5.2.1. Banc de commutation « Double Pulse Test » ou « DPT »

Les tests sous commutation dure d'un transistor ou d'une diode ont plusieurs applications, notamment valider des modèles équivalents des composants de vérifier expérimentalement des paramètres nominaux tels que le slew rate, entre autres.

Une commutation dure a lieu lorsque le courant I_D et la tension V_{DS} sont non nuls simultanément pendant le changement d'état du transistor. De préférence, une de ces deux grandeurs doit atteindre sa valeur maximale avant que l'autre ne décroisse (Figure 84).

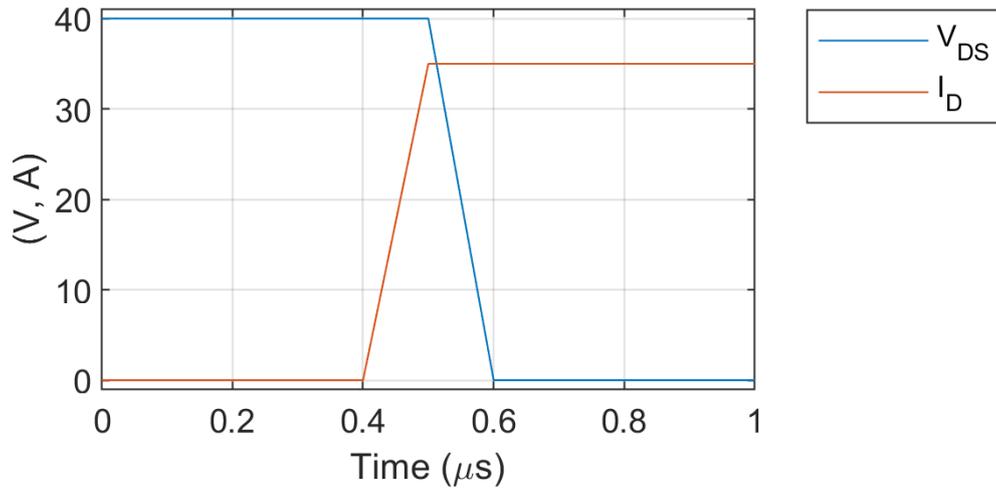


Figure 84 : Allure idéale des signaux de tension et courant dans le transistor lors d'une commutation dure.

Un des tests sous commutation dure les plus répandus est le double pulse test (DPT). Le schéma du circuit pour ce type de test est représenté sur la figure 85.

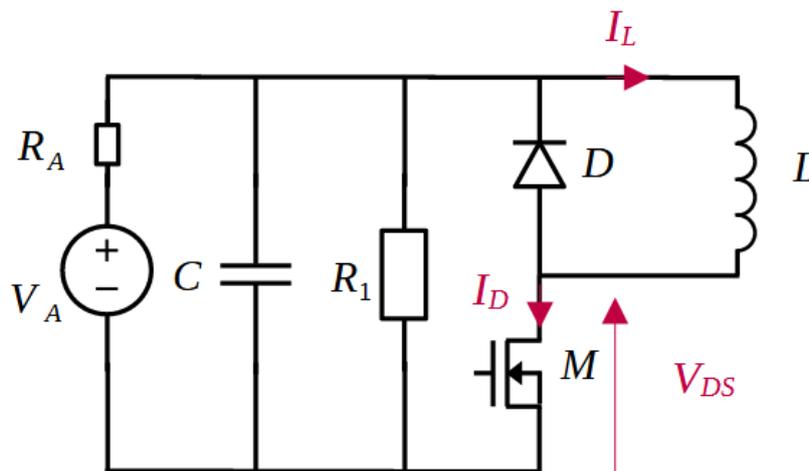


Figure 85 : Schéma de principe du banc de test Double Pulse (DPT).

Ce test permet de réaliser deux commutations (fermeture puis ouverture), avec une valeur très similaire de courant. Les formes de courant dans l'inductance et de tension drain-source de ce test sont illustrées sur le graphique suivant.

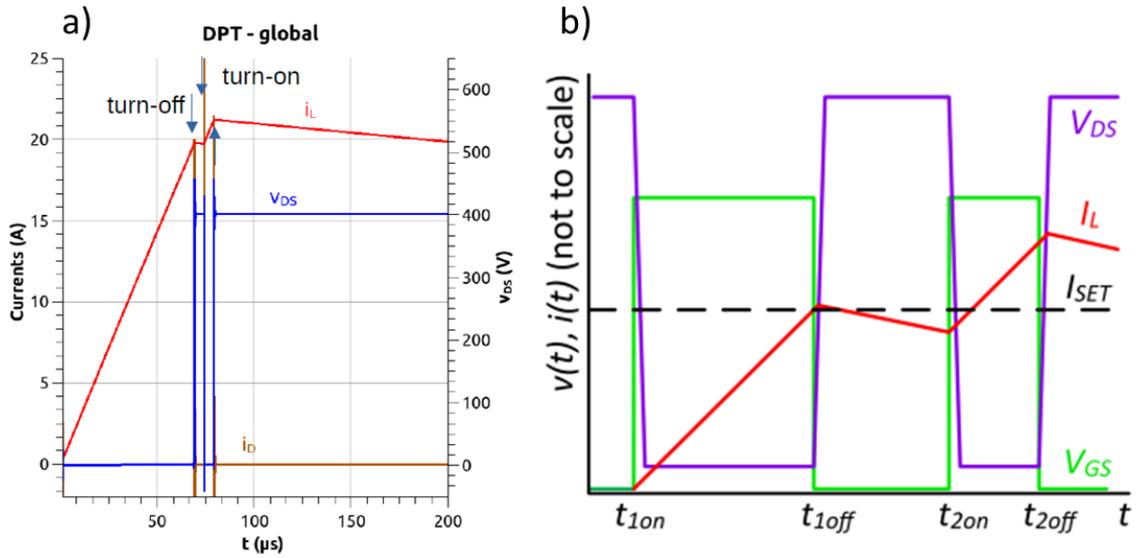


Figure 86 : a) Formes d'onde du Double Pulse Test. b) Zoom sur les formes d'onde du DPT avec la première impulsion dure jusqu'à ce que I_L atteigne le courant nominal I_{SET} [102].

Le désavantage du Double Pulse Test comme montré sur la figure 86, est que la valeur du courant qui va circuler dans le transistor sous test dépend des temps de conduction et de blocage, ainsi que de la tension V_{DS} appliquée. Cela veut dire que, par exemple, si on veut garder le même temps de blocage entre les commutations ON et OFF, on ne pourra pas mettre en œuvre deux essais sous deux tensions V_{DS} différentes avec la même valeur de courant.

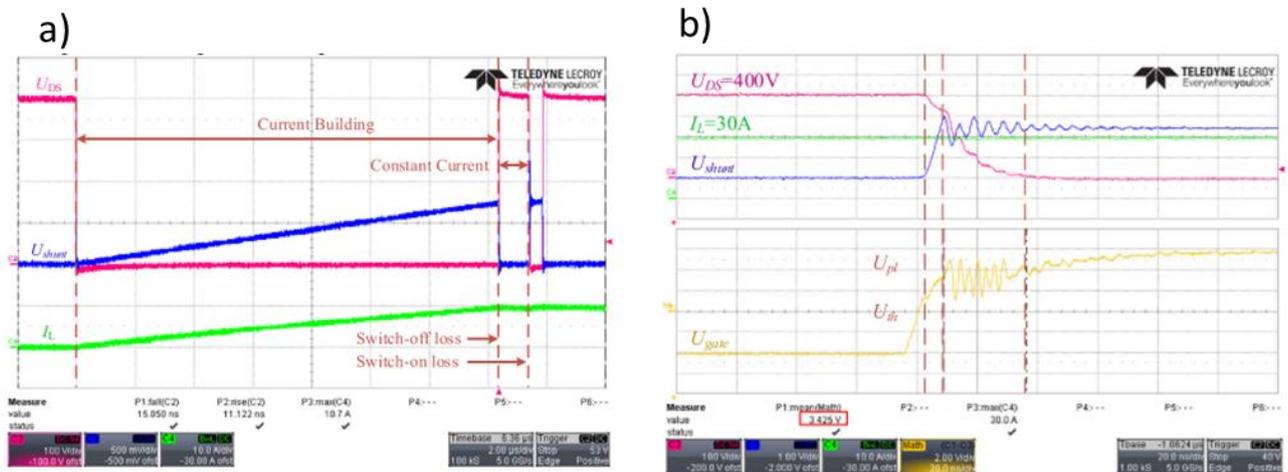


Figure 87 : a) Formes d'onde expérimentaux du DPT. b) Commutation turn on à 400 V, 30 A [103].

La figure 87 montre des résultats expérimentaux de commutation DPT réalisés sur des HEMT GaN [103]. La figure 87-a montre les formes d'ondes expérimentales du DPT ; la première impulsion permet de charger l'inductance à un courant défini et la deuxième impulsion de réaliser la commutation à la

fermeture (turn-on) et à l'ouverture (turn-off), le tout avec le même niveau de courant que la première impulsion. La figure 87-b présente la commutation turn-on pour une tension $V_{DS} = 400 \text{ V}$ et $I = 30 \text{ A}$.

5.2.2. Banc de commutation Double Source Test, DST

La méthode DST (figure 88) a été développée au laboratoire Ampère, notamment pour caractériser des commutations de diodes en silicium [104][105]. La DST constitue une amélioration du test classique DPT, car elle permet de mieux contrôler la tension et le courant lors des essais de commutation.

5.2.2.1. Schéma DST pour les diodes

Le « Double Source Test » (DST) est une expérience qui permet de mesurer la tension et le courant d'un transistor lors d'une commutation dure. Contrairement au Double Pulse Test, il permet de contrôler indépendamment les deux signaux tension et courant, lors des commutations. Le schéma de la DST est donné sur la figure ci-dessous. Comme son nom l'indique, le banc possède deux sources de tension : V_A et V_F .

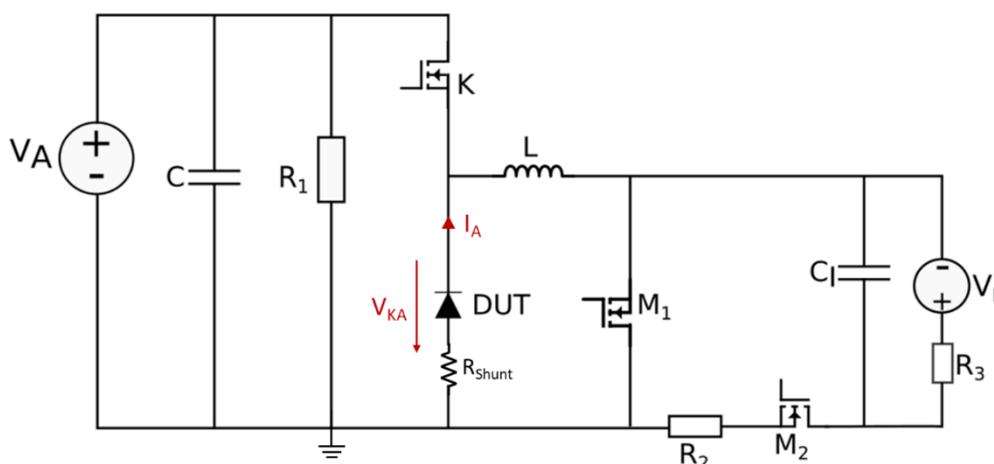


Figure 88 : Schéma de principe du banc Double Source Test (DST) pour les diodes.

La source V_A impose la tension V_{KA} aux bornes du composant, avec :

- DUT est le composant sous test (Diode) ;
- K est le transistor de la cellule de commutation ;
- C et R_1 constituent un filtre d'entrée côté étude du comportement des composants GaN sous commutation dure, cellule de commutation ;
- M_1 est fermé entre les essais de commutation. Il permet la décharge de L par sa diode intrinsèque au même temps qu'il impose $V_{KA} = 0V$ une fois L déchargée.

Avec la source V_F et les éléments de circuit à droite de la cellule de commutation, il est possible de contrôler le courant I_A . Plus précisément :

- L garantit la stabilité du courant injecté dans la cellule de commutation ;
- R_2 limite la vitesse de charge de L ;
- Le transistor M_2 isole les deux sources quand le banc est hors test ;
- C_1 et R_3 constituent un filtre d'entrée côté courant.

La partie à droite du circuit, au-delà de l'inductance L , réalise une source de courant pulsé. Ce principe permet de réduire considérablement la consommation du banc DST. Les signaux des transistors sont présentés dans la figure 89, avec un temps choisi à l'état OFF égal à $1 \mu\text{s}$. C'est durant ce temps assez court que les mesures en commutation sont mises en œuvre sur la diode.

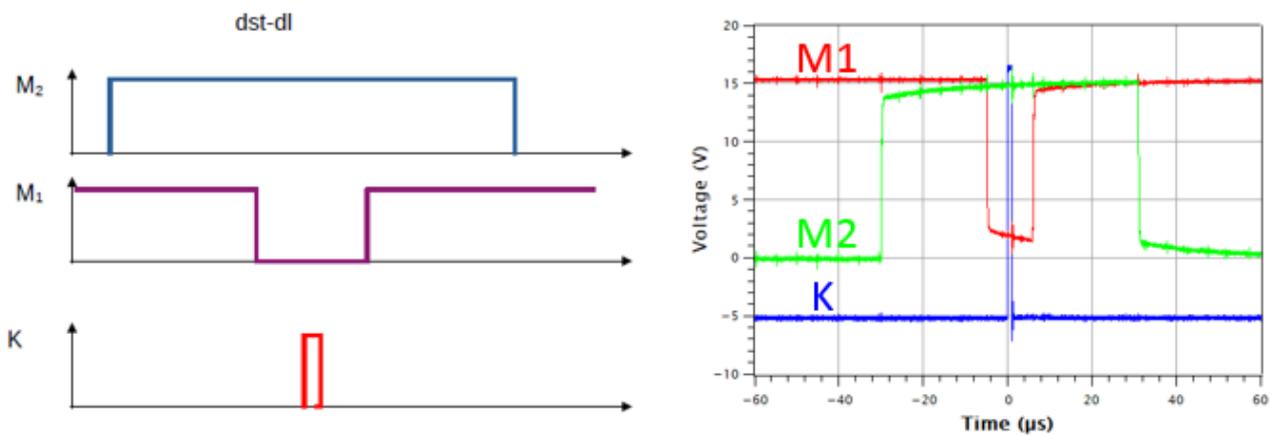


Figure 89 : Signaux de commande des interrupteurs du banc DST-Diode.

Le principal avantage du circuit DST proposé est la maîtrise apportée sur la tension et le courant :

- La tension de test V_{KA} est contrôlée par V_A
- Le courant de test I_A est contrôlé par V_F
- Il est possible d'avoir les mêmes V_{KA} et I_A indépendamment des temps de commutation choisis.

Un deuxième avantage, très important pour les composants GaN, est la possibilité de réduire le stress en tension sur le DUT. En effet, lorsque le composant n'est pas dans un cycle de commutation, il ne subit pas la tension V_A , alors que c'est le cas pour le circuit DPT. Dans le cas du GaN, la tension V_{KA} dans un composant à l'état OFF est un élément de stress. Pour le maîtriser :

- Le transistor $M1$ est passant quand la manipulation est hors-test,
- Une fois que $I_L = 0$, la tension aux bornes du DUT est nulle.

5.2.2.2. Construction de la maquette « Double Source Test »

Le banc a été mis en place de façon à favoriser la modularité. Ceci est important pour que différents composants puissent être caractérisés avec la même plateforme.

Le circuit du DST possède deux plaques principales réalisées avec des substrats métalliques isolés (SMI) :

1. La plaque « SMI DP » contient la cellule de commutation (composants K et D) et son filtre d'entrée ;
2. La plaque « PCS DST » contient les éléments côté V_F et l'inductance L ; ils composent la source de courant pulsé.

Ces deux plaques sont décrites par la suite.

Plaque « SMI DP »

Le « SMI DP », montré figure 90, possède trois points de connexion amovibles. La connexion se fait avec les plans conducteurs connectés par pression (boulons). Les points sont liés :

- aux deux interrupteurs de la cellule de commutation ;
- au shunt de mesure du courant du DUT.

La connexion est mise en œuvre avec des vis en nylon afin d'éviter des courts-circuits avec les plans de masse.

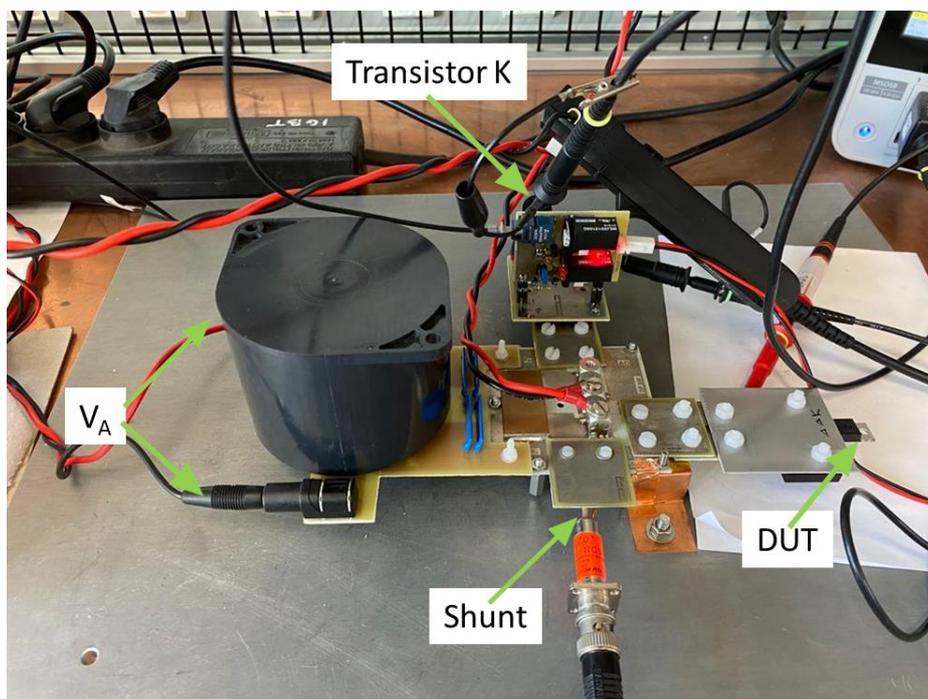


Figure 90 : Plaque « SMI DP ».

Dans un schéma de caractérisation comme celui de la figure 88, l'emplacement de connexion en haut, entre le potentiel V_A et le point milieu, est occupé par transistor K et l'emplacement de droite entre le point milieu et le plan « source » est occupé par le DUT.

Le dernier emplacement, entre des plans « source » et « low » est occupé par le shunt (Figure 91), qui est en plus représenté figure 90 et sur le schéma de principe (Figure 88). La sortie BNC du shunt permet la mesure de la chute de tension dans sa résistance interne 0.025Ω avec un câble coaxial.



Figure 91 : Shunt pour mesure de I_{AK} du DUT.

Plaque « PCS SMI »

Le SMI « PCS SMI » est visible sur la figure 92. Il doit être connecté à la source V_F en amont, et à l'inductance L en aval.

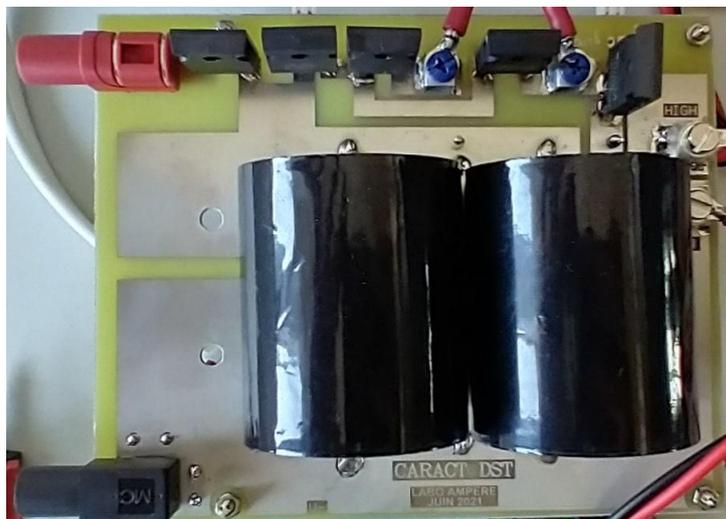


Figure 92 : SMI avec la partie source de courant "PCS DST".

Connexion entre les plaques

L'inductance L connecte les deux SMI, « SMI DP » et « Carac DST » avec des paires torsadées. Cette inductance doit :

- Garantir une chute de courant de moins de 30% avec $t_{\text{off}} = 1\mu\text{s}$ et $V_A = 400\text{V}$;
- Avoir la bande passante la plus large possible.

Elle est construite avec un solénoïde simple couche à air, configuration qui réduit les capacités parasites. Les paires torsadées de la connexion doivent avoir la longueur la plus courte possible pour la même raison.



Figure 93 : Solénoïde simple couche à air.

Les sources de tension V_A et V_F sont connectées aux SMI respectifs également, avec des paires torsadées.

5.2.3. Mesures réalisées avec le banc DST sur des diodes 6 A

Des mesures de commutation ont été réalisées sur la diode 4 (6A). La figure 94 montre la commutation (turn-on et turn-off) pour une tension en inverse $V_{KA} = 200\text{ V}$ aux bornes de la diode pour $t_{\text{off}} = 1\mu\text{s}$ et $I_A = 6\text{ A}$ en direct (pour $V_F = 18.74\text{ V}$). De plus, on observe le courant dans l'anode, I_A , et dans l'inductance L , I_L .

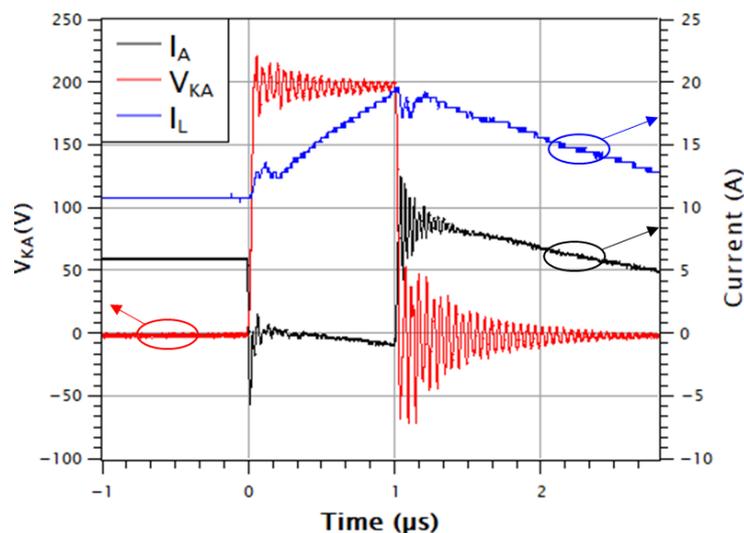


Figure 94 : Commutation DST de la diode 4 (6 A) avec $V_{KA}=200\text{ V}$ et $I_A=6\text{ A}$.

Afin de calculer la vitesse de commutation entre l'état on et l'état off (turn-off commutation), on peut calculer la pente maximale du courant et de la tension V_{KA} (slew rate), ce qui donne :

$$\left(\frac{dI}{dt}\right)_{\max} = 692.3 \text{ A}/\mu\text{s} \approx 0.692 \text{ A/ns}$$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\max} = 7120 \text{ V}/\mu\text{s} \approx 7.12 \text{ V/ns}$$

En complément, des mesures en commutation effectuées pour toutes les diodes 6 A, aboutissent à des courbes ayant la même allure (Figure 95). En raison d'une vitesse de commutation élevée, les éléments parasites ont un impact plus important sur les transitoires de commutation et peuvent provoquer des dépassements et des oscillations indésirables dans ces phases. Cela entraîne une contrainte de tension et de courant sur les dispositifs commutés, conduisant à des pertes plus élevées.

Les diodes 6 A montrent des commutations avec des pics de courants de valeur moyenne $I_{RM} = -5,68$ A et des pics de tension de valeur moyenne $V_{RM} = 222$ V (Figure 95).

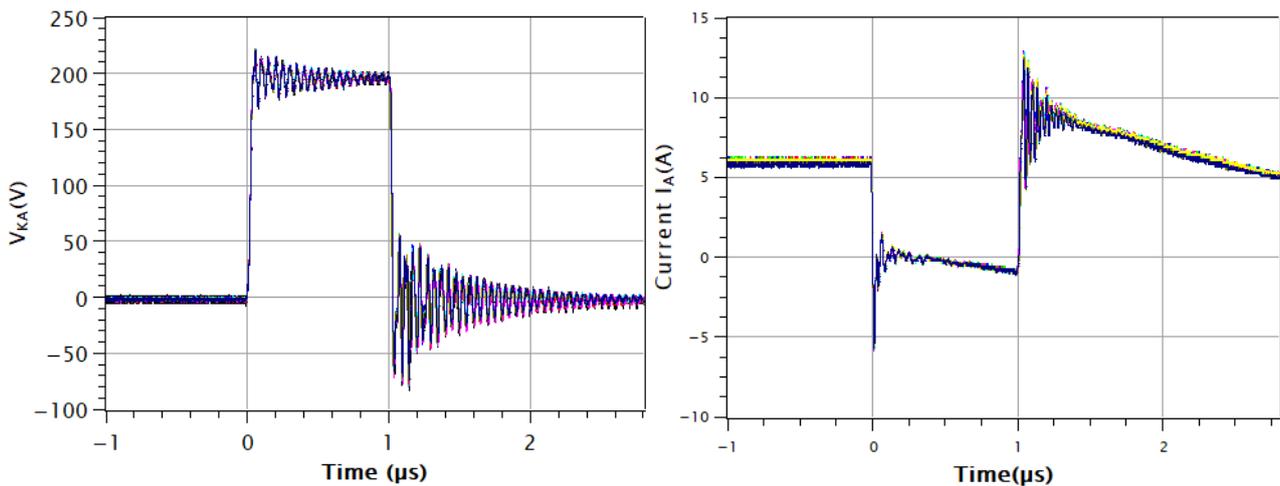


Figure 95 : Commutations DST superposées pour les 9 diodes (6 A) avec $V_{KA} = 200$ V et $I_A = 6$ A.

Le tableau 11 résume les valeurs du courant I_{RM} et de la tension V_{RM} après la commutation off (turn off) de l'ensemble des diodes 6 A.

Tableau 11 : Pics de courant I_{RM} et du tension V_{RM} pour les diodes 6 A

Diode	4	5	6	7	8	9	10	11	12
I_{RM} (A)	-5.68	-5.68	-5.68	-5.68	-5.84	-5.84	-5.68	-5.52	-5.52
V_{RM} (V)	223	222	222	222	222	222	223	223	221

Des stress de 390 000 commutations ont été appliqués sur la diode 4, avec un temps de répétition entre mesure $t_{rep}=20$ ms, $V_{KA}=200$ V et la même tension $V_F=18.74$ V. Le stress induit une diminution du courant dans l’anode à l’état ON (Figure 96).

Le courant dans l’anode montre ainsi une baisse de 2.74 % après un cycle de 390 000 commutations, alors que le DUT n’est pas soumis à une tension en permanence. Les dégradations sont donc probablement dues à la commutation dure.

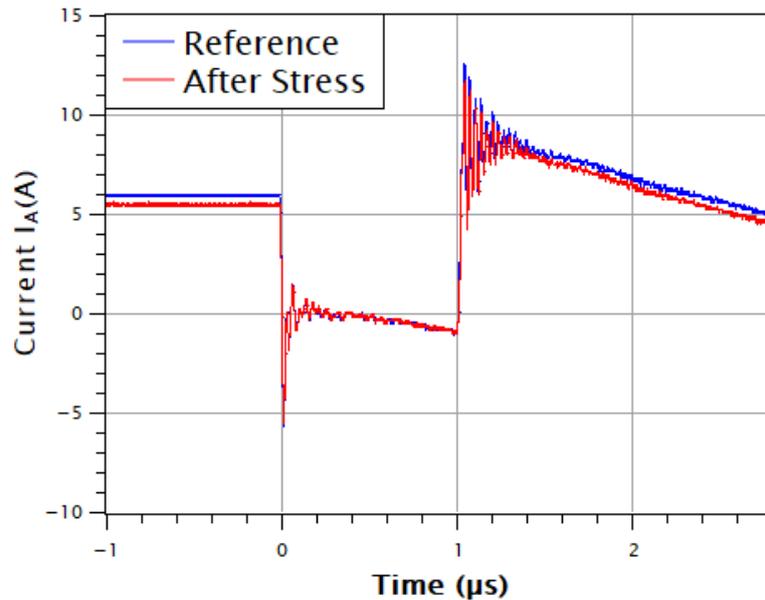


Figure 96 : Stress de 390 000 commutations sur la diode 4 (6 A).

5.2.4. Mesures réalisées avec le banc DST sur des diodes 15 A

De même, des mesures en commutation ont été réalisées sur la diode 27 (15 A). La figure 97 montre la commutation (turn-on et turn-off) pour une tension en inverse $V_{KA}=200$ V aux bornes de la diode pour $t_{off}=1.2$ µs, afin d’arriver au régime permanent à l’état bloqué (sans oscillations) et $I_A=15$ A en direct. De plus, elle permet de visualiser le courant dans l’anode, I_A , et dans l’inductance, I_L . Cela met en valeur un courant presque stable et le temps pour arriver au régime permanent à 10 % du courant ON (1.5 A) est alors égal à 0.55 µs.

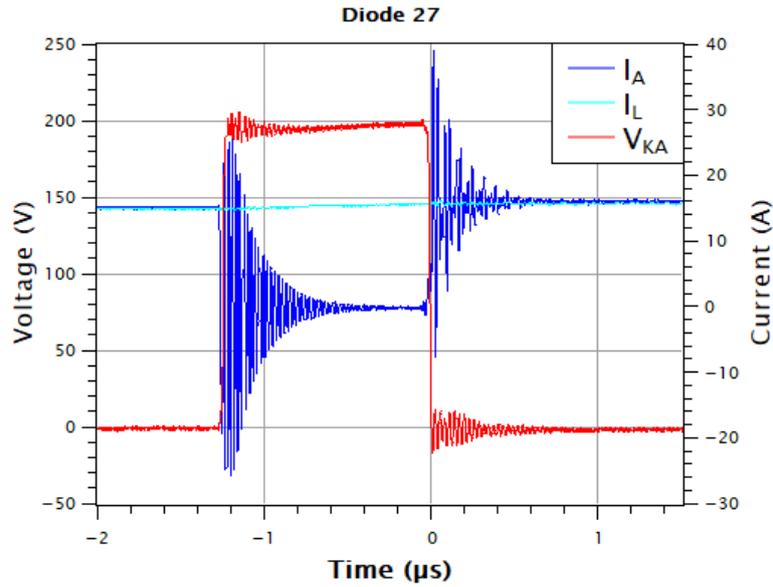


Figure 97 : Commutation DST de la diode 27 (15 A) avec $V_{KA}=200$ V et $I_A=15$ A.

Afin d'évaluer la vitesse de commutation entre l'état on et l'état off (turn-off), on peut calculer la pente maximale du courant et de la tension V_{KA} , ce qui donne :

$$\left(\frac{dI}{dt}\right)_{\max} = 1.58 \text{ A/ns}$$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\max} = 5.41 \text{ V/ns}$$

En outre, des mesures en commutation sont effectuées pour toutes les diodes 15A, aboutissant à des courbes identiques avec des pics de courants $I_{RM} = -25.1$ A et des pics de tension $V_{RM} = 205$ V (Figure 98).

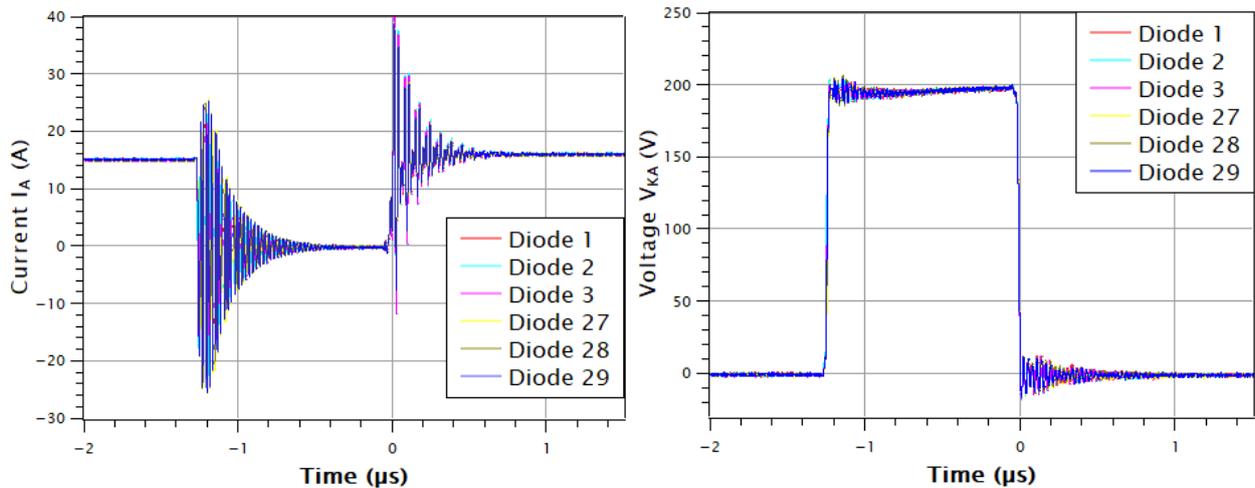


Figure 98 : Commutations DST superposées pour toutes les diodes (15 A) avec $V_{KA}=200$ V et $I_A = 15$ A.

Le tableau 12 résume les valeurs du courant I_{RM} et de la tension V_{RM} après la commutation off (turn off) de l'ensemble des diodes 15 A.

Tableau 12 : Pics de courant I_{RM} et du tension V_{RM} pour les diodes 15 A.

Diode	1	2	3	27	28	29
I_{RM} (A)	-22.2	-23.31	-22.8	-25.8	-25.5	-25.63
V_{RM} (V)	203	204	203	205	206	203

Des stress de 390 000 commutations ont été appliqués sur la diode 27, avec un temps de répétition entre mesures $\tau_{rep}= 10$ ms et une durée à l'état bloquée de 1.2 μ s. Afin de savoir s'il existe un phénomène d'auto-échauffement pendant le stress qui peut affecter le courant à l'état ON et la résistance dynamique R_{ON} , un thermocouple a été ajouté sur le boîtier de la diode (DUT) dans le but de mesurer la température pendant le stress en commutation. Cela donne un changement de température limité à 2 °C pendant 390 000 commutations (équivalent à 65 min), n'affectant pas le courant à l'état ON et pouvant être considéré comme négligeable.

Le stress induit, comme pour les diodes 6 A, la diminution du courant dans l'anode à l'état ON. Le courant dans l'anode est caractérisé alors par une baisse de 15.136 A jusqu'à 9.747 A après un cycle de 390000 commutations, qui est équivalent à une diminution de 35.61 % (Figure 99).

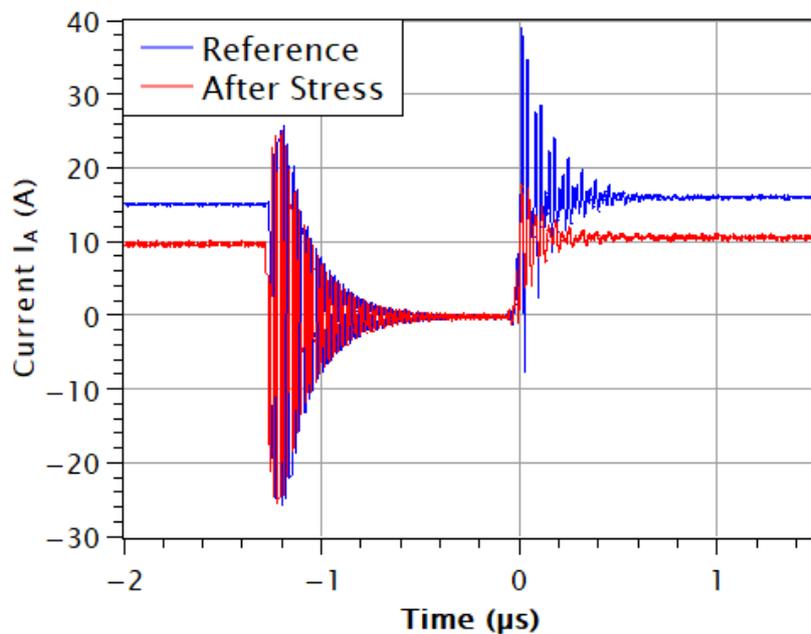


Figure 99 : Stress de 390 000 commutations sur la diode 27 (15 A).

Le DUT n'étant pas soumis à une tension en permanence, la diminution du courant dans l'anode après un cycle de 390 000 commutations est très probablement due à la commutation dure. Ces résultats sont

en accord avec la littérature, puisqu'il a été prouvé que les effets des électrons chauds jouent un rôle majeur dans les performances dynamiques sous commutation dure [66].

Après un cycle de commutation appliqué sur les diodes 6 A et 15 A, celles-ci montrent une diminution différente pour les deux calibres, tel que pour les diodes 6 A le courant diminue de 2.74 %, tandis que pour les diodes 15 A, il diminue de 35.61 %. La différence du niveau de la dégradation de la résistance R_{ON} est due aux phénomènes suivants :

- Premièrement, le temps à l'état OFF est différent $t_{off} = 1\mu s$ pour la diode 6 A et $t_{off} = 1.2\mu s$ pour la diode 15 A (afin d'arriver au régime permanent à l'état bloqué) ;
- Deuxièmement, les diodes 15 A montrent des oscillations et un dépassement du courant I_{RM} plus importants durant les commutations que la diode 6 A, avec $I_{RM} = -5.68$ A pour les diodes 6 A et $I_{RM} = -25.1$ A pour les diodes 15 A, ce qui induit une dégradation plus importante de la résistance R_{ON} .

Une caractérisation directe a été appliquée à la diode pour calculer la résistance à l'état passant avant et après contrainte. La figure 100 montre la variation de la résistance R_{ON} après 390k cycles de commutation. La variation est cohérente avec la décroissance du courant observée sur la figure 99.

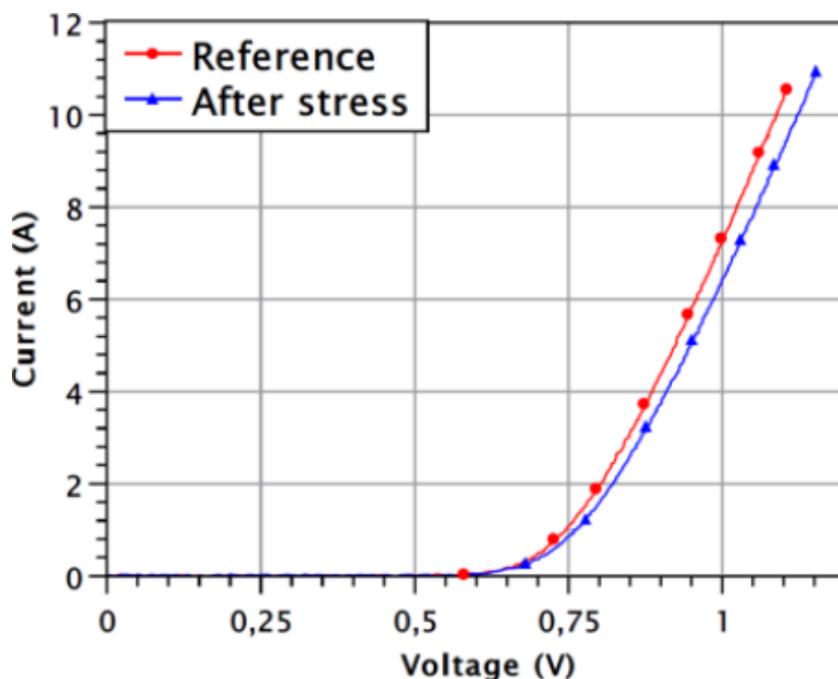


Figure 100 : Caractérisation directe de la diode 15 A avant et après 390k commutations.

6. Conclusion

Dans ce chapitre, des caractérisations électriques statiques et dynamiques ont été réalisées sur des diodes STM à hétérojonction AlGaIn/GaN, afin d'étudier le comportement de ces composants à l'état initial (avant stress).

L'étude de l'évolution de la résistance à l'état passant a été réalisée en appliquant deux type de stress :

Premièrement, le stress quasi-statique visant à appliquer une tension en direct sur les diodes suivie d'une tension continue en inverse, afin d'étudier le comportement de la diode après stress. Ce type de stress montre une dégradation de la résistance dynamique après des stress de tension 100 et 200 V en inverse. Cette dégradation est manifestement réversible.

Deuxièmement, un banc double source test (DST) a été développé pour appliquer des commutations dures sur des diodes et transistors HEMT, en variant la tension en inverse V_{KA} et le courant I_A indépendamment. Des mesures de commutation ont été réalisées sur toutes les diodes 6 A et 15 A, suivies par un stress de 390 000 commutations. Lors des cycles de commutation, des pièges sont produits. Les porteurs chauds ont une haute probabilité d'être piégés dans la couche de passivation du composant, ce qui induit une dégradation de la résistance RON et une diminution du courant dans l'anode à l'état ON. Ce dernier montre une diminution de 2.74 % pour la diode 6 A et de 35.61 % pour la diode 15 A, alors que celle-ci ne subit pas la tension en permanence. Les dégradations de la résistance dynamique pour les diodes 6 A et 15 A sont donc dues à la commutation dure. Cette fois, nous n'avons pas constaté de récupération après un temps d'attente. La dégradation semble donc irréversible.

Chapitre IV : Étude de la robustesse : surcharge en courant des diodes Schottky avec une hétérojonction AlGaIn/GaN

1. Description de l'étude

1.1. Objectifs

L'objectif principal de cette étude est d'analyser l'évolution des différents paramètres physiques et électriques des diodes Schottky AlGaIn/GaN de calibres 6 A et 15 A, et de tenue en tension de 650 V, lorsqu'elles sont soumises à des cycles de surcharge en courant.

Le test de surcharge en courant est assez classique pour des composants en silicium [106] et en carbure de silicium [107], [108]. Ce stress peut arriver par exemple dans un redresseur AC-DC, lorsque la charge est court-circuitée. Dans ce dernier cas, la diode subit un courant en demi-onde sinusoïdale de forte amplitude et d'une durée de 10 ms à 50 Hz. D'autres cas correspondent, par exemple dans l'onduleur, à la défaillance du dispositif adjacent ; la combinaison d'inductances et de capacités de câblage conduiront aussi à un courant de surcharge similaire à travers la diode.

Dans ce chapitre, des études de robustesse vont être mises en place sur ces diodes face à une situation anormale. Dans les circonstances de surcharge en courant, les composants GaN subiront un courant de surcharge élevé, ce qui pourrait éventuellement entraîner une dégradation des paramètres électriques du composant. Nous avons choisi de tester la tenue des composants lors de surcharges répétitives en courant.

Pour ce travail, on suit l'évolution des paramètres suivants pendant les cycles de surcharge :

- La résistance (R_{ON})
- La tension de seuil (V_{th})
- Le courant de fuite en régime inverse (I_{fuite})
- La hauteur de barrière Φ_B
- Le facteur d'idéalité n

1.2. Protocole de mesure

Le banc expérimental utilisé pour appliquer des surcharges en courant est un circuit capable de générer des tensions positives de manière périodique demi-sinusoïdale. L'amplitude de la tension est contrôlée pour soumettre la diode testée à des niveaux de tension et de courant souhaités. La figure 101 présente un exemple de l'amplitude maximale de la tension et du courant appliqués sur la diode. La courbe de la tension demi-sinusoïdale appliquée au niveau de la diode est une période de 4 ms pour une tension maximale donnée. La figure 101 à droite présente le courant qui correspond à la tension appliquée avec une amplitude maximale du courant. Une autre manière de présenter les résultats est de tracer la courbe du courant en fonction de la tension, ce qui permet de comparer les caractéristiques en direct $I(V)$ durant la montée et la descente du courant durant l'impulsion de surcharge du courant (Figure 102).

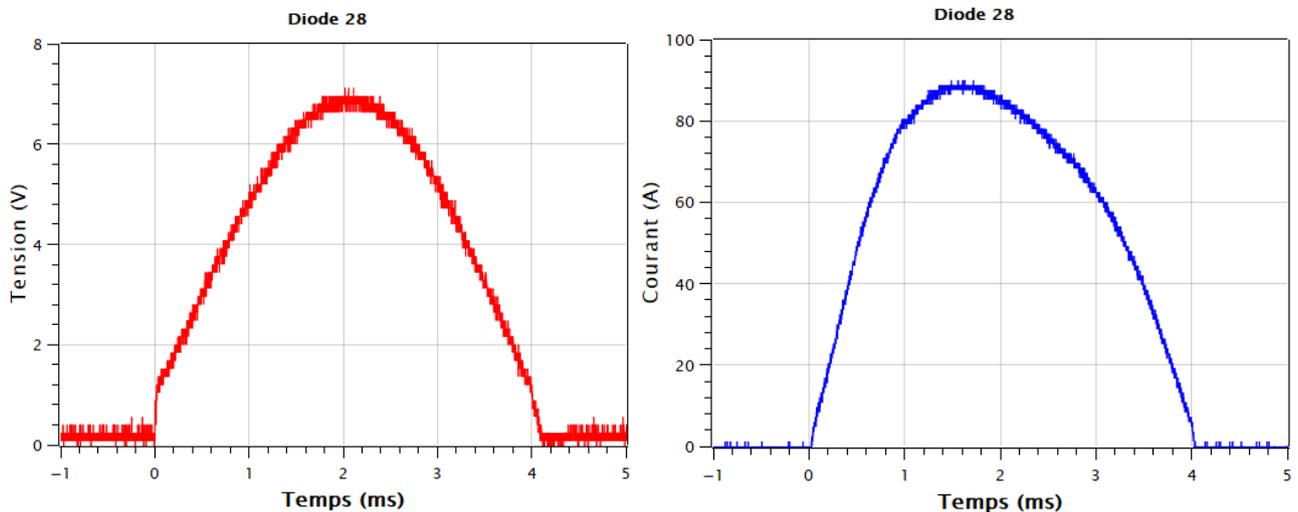


Figure 101 : À gauche : forme d'onde de la tension mesurée en fonction du temps. À droite : forme d'onde du courant en fonction du temps.

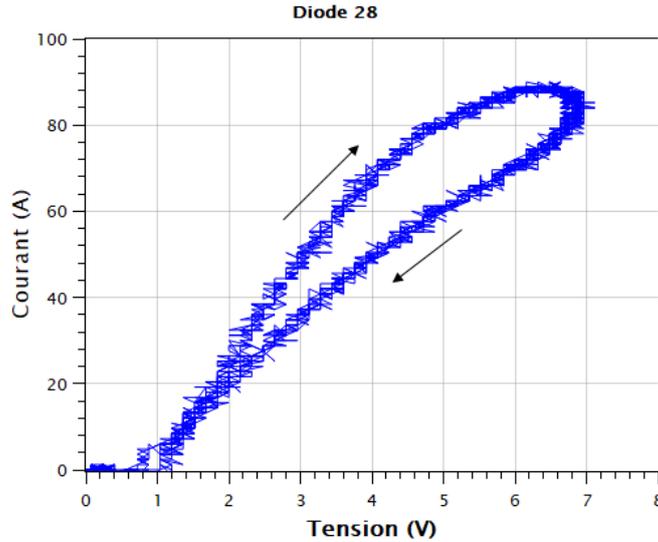


Figure 102 : Caractéristique directe I(V) pendant le cyclage de surcharge en courant.

La figure 103 présente le schéma électrique du banc et une photo du montage expérimental de surcharge en courant. Celui-ci comprend un transistor MOSFET 500 A (interrupteur) en série avec la diode à tester (DUT : Device Under Test) et une résistance shunt $80\text{ m}\Omega$ afin de mesurer le courant. Toute cette partie est alimentée par une source de tension en parallèle avec un banc de capacités.

Afin de contrôler la tension et le courant aux bornes de la diode, le MOSFET est alimenté par deux types d'alimentation : un signal carré et un signal demi-sinusoidal. Le premier permet d'assurer l'alimentation de la grille du MOSFET et le second de contrôler le courant qui passe dans la diode.

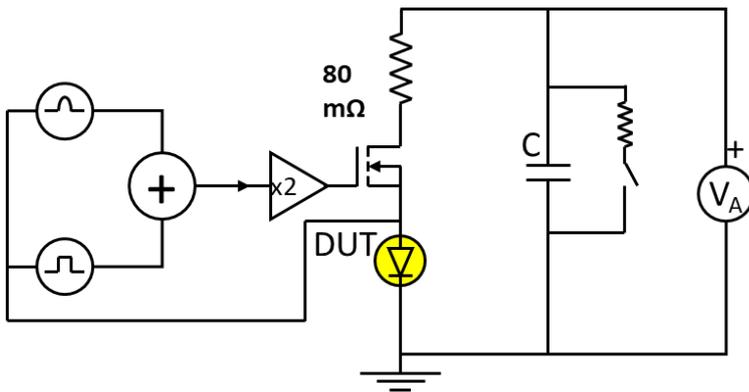


Figure 103 : Schéma électrique du banc expérimental.

La figure 104 présente les différents signaux durant la surcharge en courant, comme la commande appliquée sur la grille du MOSFET qui présente les signaux carré et demi-sinusoidal (en noir). La courbe en rouge représente la tension du drain V_{DS} et la courbe en vert la tension V_{AK} aux bornes de la diode. Finalement, la courbe en bleu est l'image du courant dans l'anode équivalent à 18 A (valeur crête maximale) pour une période de 4 ms.

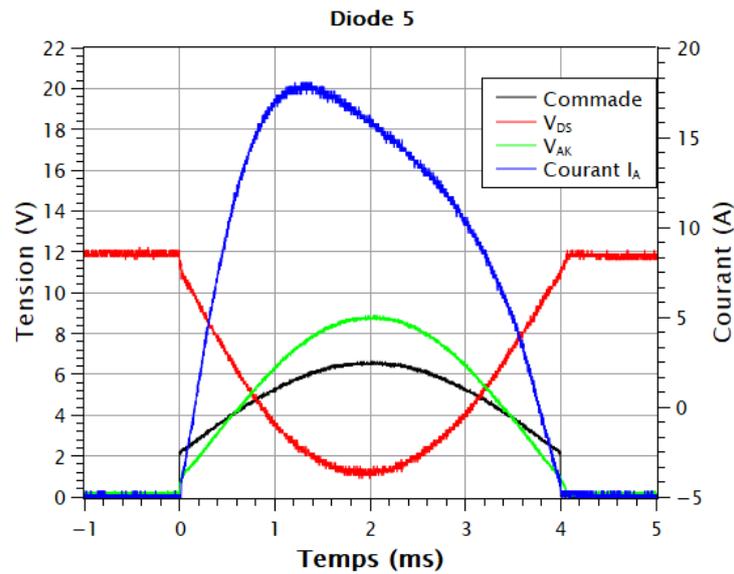


Figure 104 : Formes d’onde de la tension aux bornes du MOSFET (commande et V_{DS}) et aux bornes de la diode V_{AK} , et forme d’onde du courant dans l’anode.

Concernant l’étude de robustesse des diodes AlGaIn/GaN, des cycles de surcharge ont été appliqués avec une période d’une seconde divisée en deux parties. La première partie est celle où l’on applique la tension sinusoïdale positive d’une durée de 4 ms ou 10 ms et le reste du temps la tension appliquée est de 0 V afin de permettre le refroidissement du composant (Figure 105).

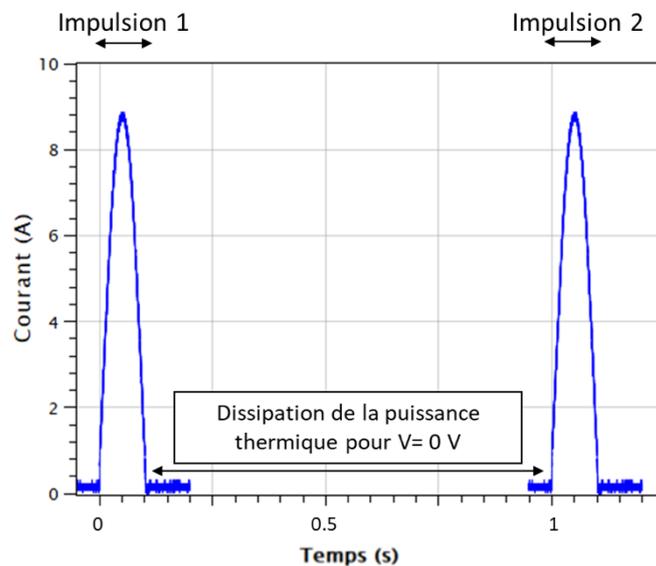


Figure 105 : Rapport cyclique de surcharge en courant pour une période d’une seconde.

2. Surcharge en courant : diode 15 A

2.1. Surcharge en courant

Les diodes Schottky AlGaN/GaN de calibre 15 A ont été soumises à des tests de surcharge en courant tels que présenté dans le protocole de mesure. Dans cette étude, on a fait varier la valeur crête du courant dans la diode de 15 A, qui est le courant nominal I_N , jusqu'à 105 A (équivalent à $7 \times I_N$) avec un incrément de $0.2 \times I_N$. 1000 cycles répétitifs ont été appliqués pour chaque valeur crête de courant avec une période de 4 ms. Les conditions de la surcharge en courant sont présentées sur la figure 106.

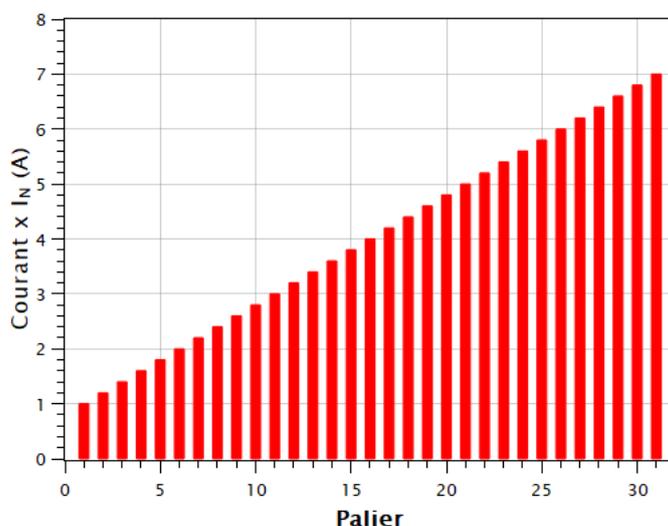


Figure 106 : Conditions des surcharges en courant par palier. Chaque palier présente 1000 cycles de surcharge.

La figure 107 présente le courant en fonction du temps pendant les surcharges en courant. Dans ces conditions, une étude de l'évolution des paramètres physiques a été réalisée pour chaque palier de contrainte. Après chaque palier, des mesures en direct et en inverse ont été réalisées afin de calculer la résistance statique, la tension de seuil, la hauteur de barrière, le facteur d'idéalité et le courant de fuite de la diode. La figure 107-b présente l'évolution de la puissance dissipée en fonction du temps pour les différentes valeurs crêtes du courant. La puissance donne une image de la température maximale dans la diode selon l'équation suivante :

$$Z_{TH} \times P_{TH} = \Delta T \quad \text{IV.1}$$

Avec Z_{TH} l'impédance thermique transitoire du composant GaN. Cette équation montre que plus la puissance est élevée, plus la température maximale va être importante.

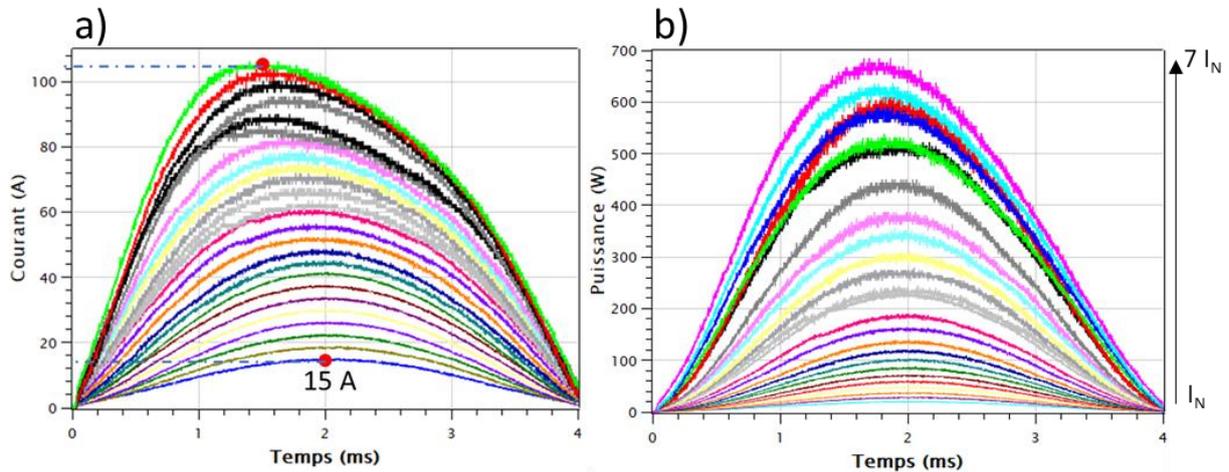


Figure 107 : Forme d'onde a) du courant b) et de la puissance mesurée en fonction du temps.

La figure 108 présente une comparaison entre les caractéristiques en direct I(V) mesurées avec le B1505A et les caractéristiques durant la surcharge en courant pour des valeurs crêtes de courant entre $6.25 \times I_N$ et $7 \times I_N$. Les caractéristiques I(V) qui sont réalisées en mode pulsé en utilisant le B1505A présentent un courant plus élevé que celles mesurées durant la surcharge, car les caractérisations en mode pulsé permettent de limiter considérablement les effets d'autoéchauffement.

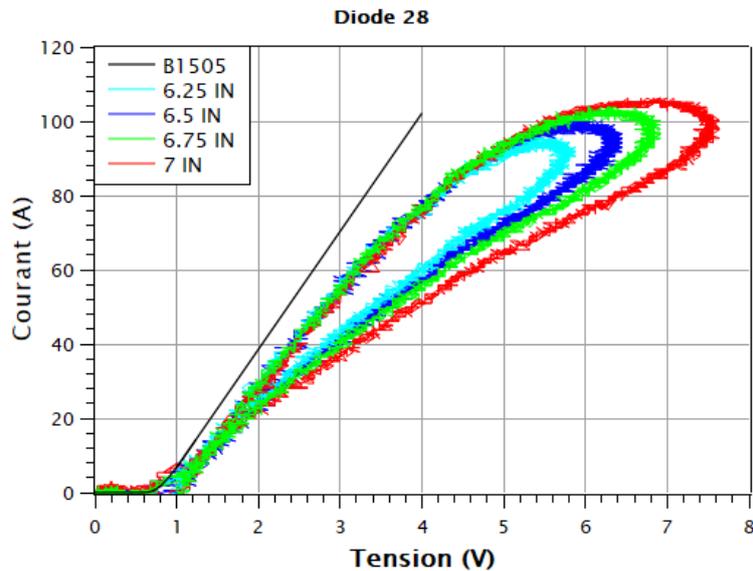


Figure 108 : Caractéristique directe I(V) en mode pulsé (B1505A) et pendant le cycle de la surcharge en courant ($6.25 \times I_N \rightarrow 7 \times I_N$).

Comme la figure 109 le montre, la puissance augmente de 21.6 W pour un demi-sinus d'amplitude $1 \times I_N$ jusqu'à 685.08 W à $7 \times I_N$. De même, l'énergie augmente de 0.044 J à $1 \times I_N$ jusqu'à 1.59 J à $7 \times I_N$. Cette puissance ainsi que la température élevée peuvent contraindre la brasure et le contact Schottky.

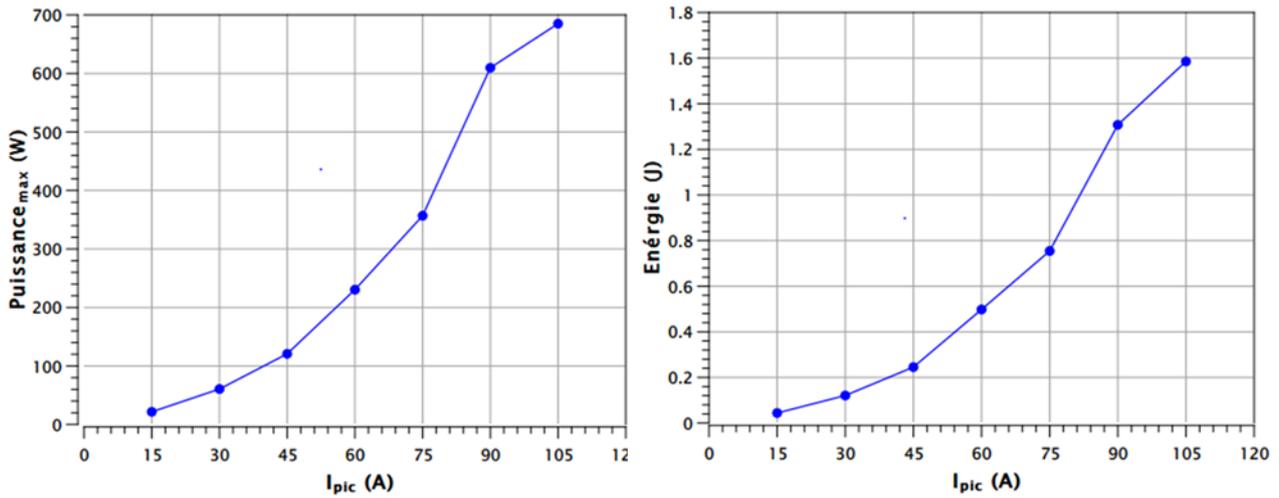


Figure 109 : Variation de la puissance et de l'énergie en fonction de la valeur crête de courant.

Notons que ce stress est très important en puissance. La Z_{TH} d'un boîtier similaire pour une durée d'impulsion de 4 ms est de l'ordre de 0,4 °C/W. Avec une puissance de l'ordre de 685 W, cela conduit à une estimation de la température maximale de l'ordre de 300 °C.

2.2. Influence sur les caractéristiques électriques

Comme cela a déjà été présenté, après chaque palier de surcharge en courant, on a réalisé des mesures en direct sur la diode sous contrainte. La figure 110 montre l'influence du stress sur les caractéristiques en direct de la diode. Nous avons suivi pour cela la résistance et la tension de seuil après chaque palier de stress. Pour 1000 cycles de valeurs crête de courant de $1 \times I_N$ jusqu'à $7 \times I_N$, la résistance et la tension de seuil ne subissent pas une forte dégradation. La résistance R_{ON} a augmenté d'une manière négligeable, de 31.92 mΩ jusqu'à 32.31 mΩ, ce qui est équivalent à une dégradation de 1.2 %. De même la tension de seuil (à 100 mA) a subi une variation de 0.61 V à 0.628 mV, équivalant à une dégradation de 2.95 %.

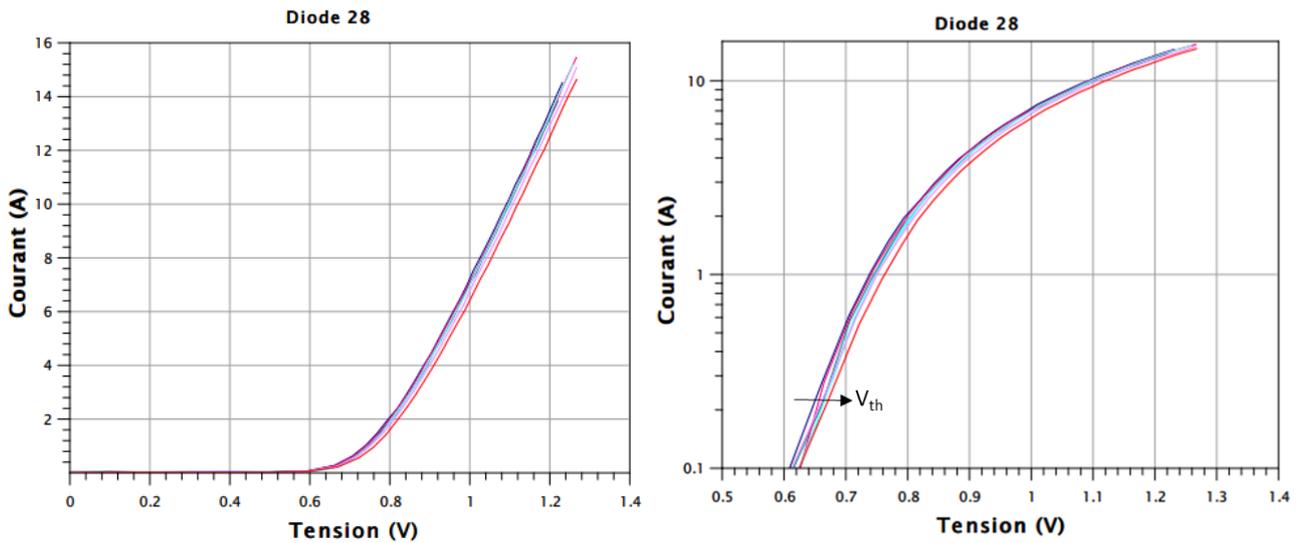


Figure 110 : Caractérisation en direct après chaque palier de surcharge pour une valeur crête de courant qui varie entre $1 \times I_N$ jusqu'à $7 \times I_N$.

Comme aucune variation significative des paramètres physiques n'a été remarquée en augmentant la valeur crête du courant jusqu'à $7 \times I_N$, on a réalisé des stress à $7 I_N$ mais en faisant varier le nombre de cycles. Alors, comme le montre figure 111, on a appliqué des cycles de stress de 1000, 5000, 10 000 et 15 000 cycles.

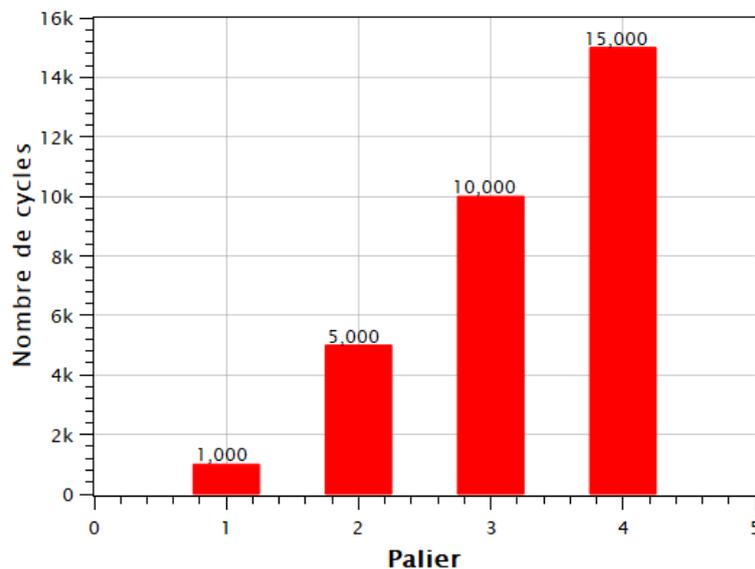


Figure 111 : Conditions des surcharge en courant par palier. Chaque palier présente une crête de courant demi-sinusoïdale à $7 \times I_N$.

La figure 112 présente la courbe du courant en demi-sinus en fonction du temps avant et après les 5000 cycles de surcharges en courant, ainsi que la courbe I(V) durant la surcharge.

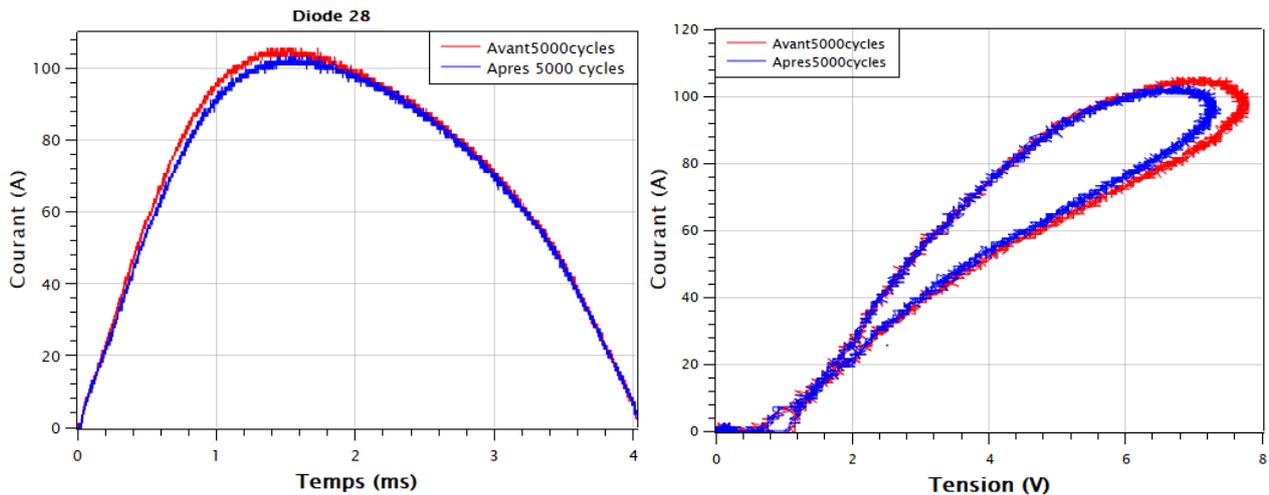


Figure 112 : À gauche : forme d'onde du courant en fonction du temps avant et après stress. À droite : caractéristique directe I(V) pendant le cycle de surcharge en courant.

La figure 113 présente les caractéristiques en direct de la diode après les différentes séries de cycles appliquées, où un changement dans les paramètres physiques commence à apparaître.

En se basant sur la figure 114, la tension de seuil, c'est-à-dire la tension nécessaire aux bornes de la diode pour y faire passer un courant de 100 mA, augmente après chaque série de stress en surcharge. Cette augmentation est asymptotique : après 10 000 cycles, la tension de seuil a augmenté de 0.61 V jusqu'à 0.659 V, ce qui est équivalent à une augmentation de 8.03 %. Concernant la résistance R_{ON} , elle a augmenté de 31.38 m Ω jusqu'à 33.45 m Ω , ce qui est équivalent à une augmentation de 6.59 %. Toutefois, contrairement aux diodes bipolaires des « body-diodes » des MOSFET SiC, aucune dégradation bipolaire n'est observée [107].

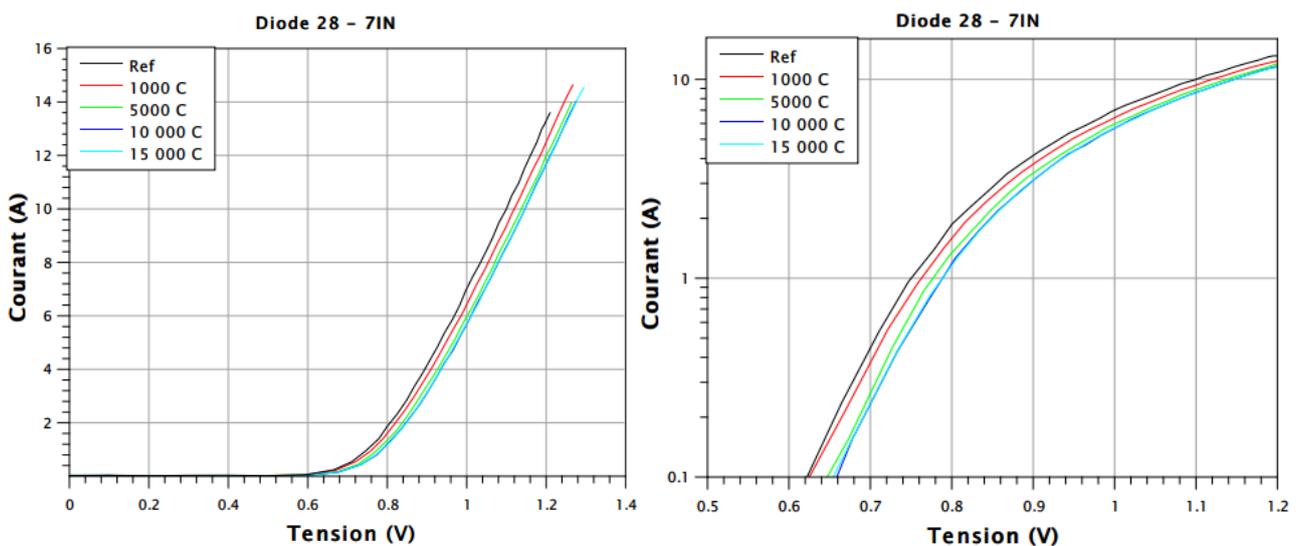


Figure 113 : Caractérisation en direct après chaque palier de surcharge pour un nombre de cycles variant entre 1000 et 15 000 cycles à $7 \times I_N$.

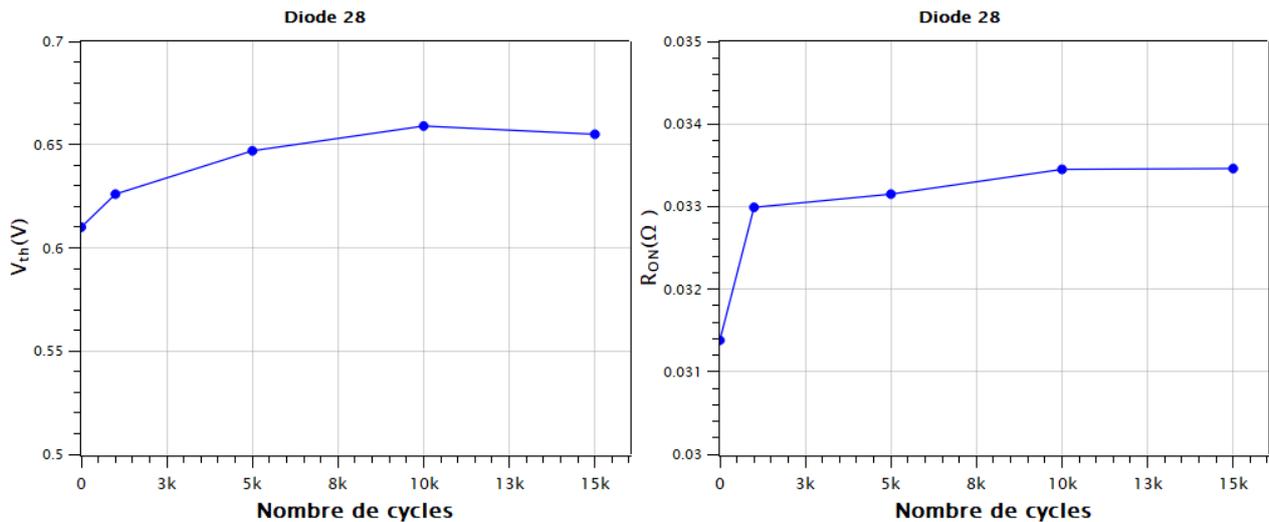


Figure 114 : Variation de la tension de seuil et la résistance R_{ON} en fonction du nombre de cycles de surcharge.

Afin d'étudier l'influence de la période du cycle de surcharge en courant sur le comportement de la diode, on a appliqué des cycles de surcharge avec une période de 10 ms de manière à simuler le fonctionnement d'une diode dans un circuit d'alimentation 50 Hz. Avec la période de 10 ms, 1000 et 2000 cycles ont été appliqués sur la diode 15 A. La figure 115 illustre les deux courbes de courant et de puissance en fonction du temps, avec une puissance maximale de 900 W et une énergie de 4.28 J.

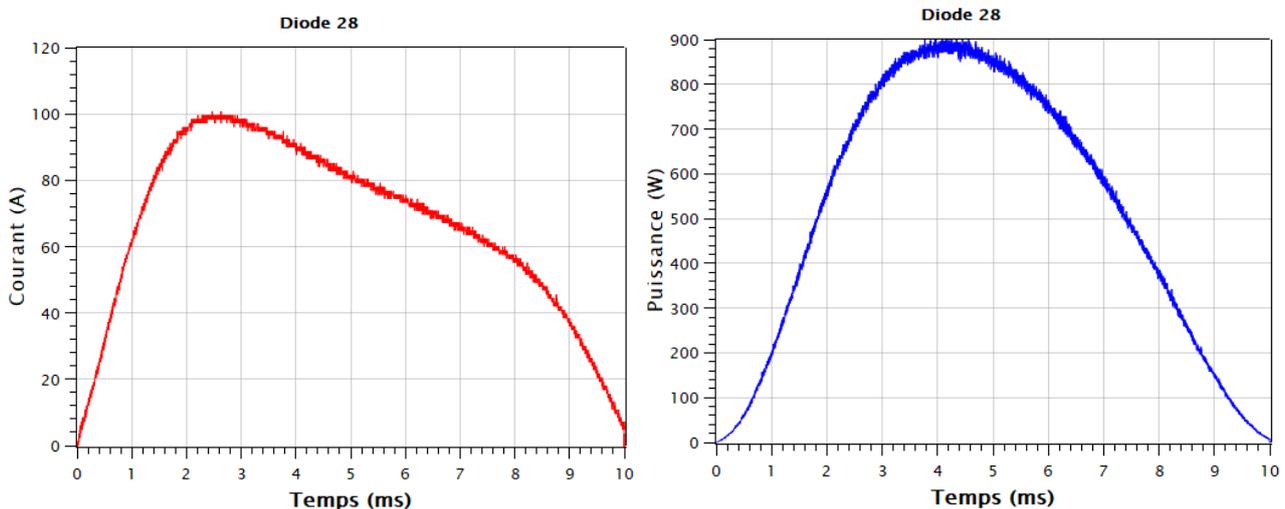


Figure 115 : Formes d'ondes du courant et de la puissance mesurées en fonction du temps pour une impulsion de 10 ms.

La figure 116 présente la caractéristique $I(V)$ durant le cycle de surcharge. La courbe montre l'effet de l'autoéchauffement pour une période de 10 ms.

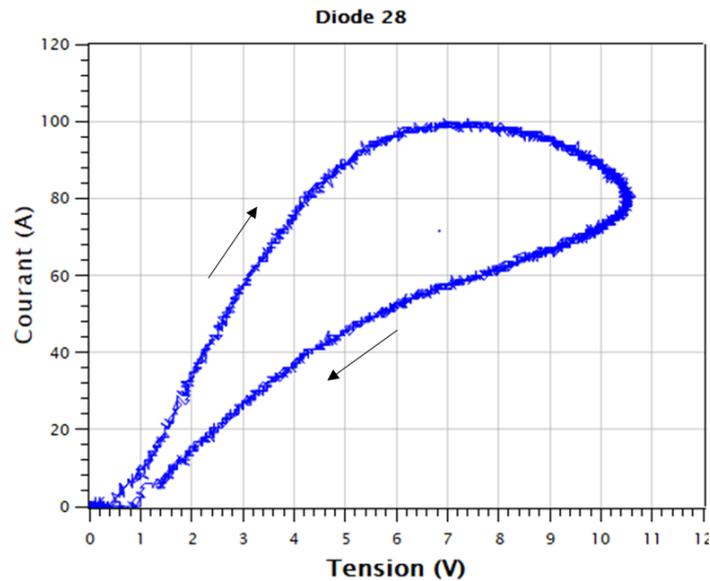


Figure 116 : Caractéristique directe I(V) pendant le cycle de surcharge en courant pour une période de 10 ms.

La figure 117 montre l'évolution de la résistance et la tension de seuil après les cycles de surcharge. La tension de seuil a augmenté de 0.61 V à 0.688 V après 1000 cycles, ce qui correspond à une augmentation de 12.78%. De même, la résistance a augmenté de 31.33 mΩ à 34.24 mΩ, ce qui correspond à une augmentation de 9.3 %.

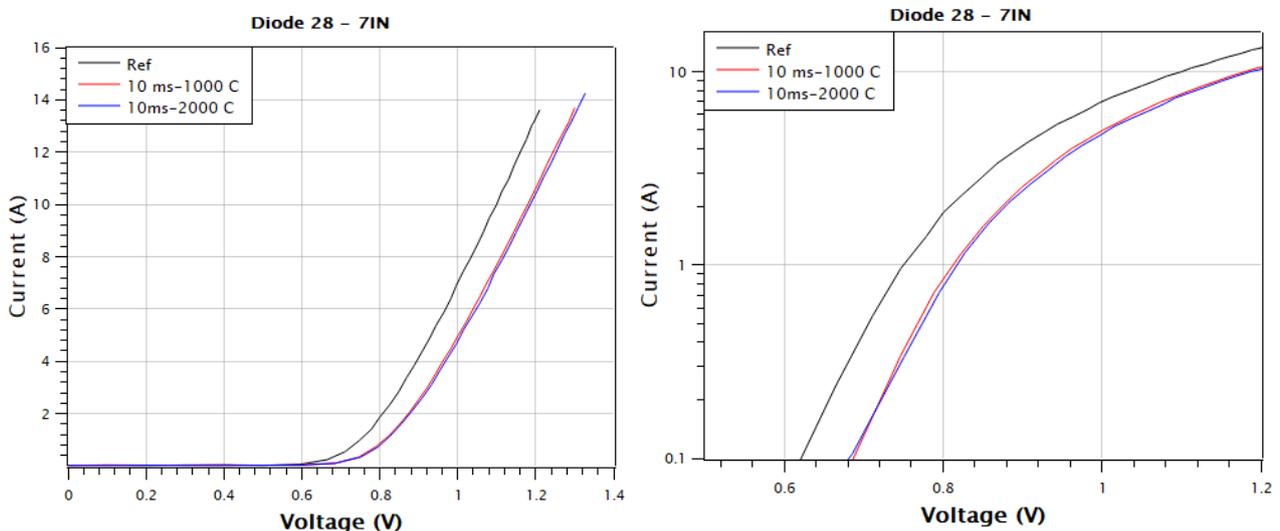


Figure 117 : Caractérisation en direct après surcharge pour un nombre de cycles qui varie entre 1000 et 2 000 cycles à $7 \times I_N$ et une période de 10 ms.

Nous avons remarqué qu'un changement de tension de seuil et de la résistance apparaissent après la surcharge en courant. Alors, la brasure peut évoluer pendant le cyclage, ce qui expliquerait la variation de la résistance. La variation de la tension de seuil est due au contact Schottky qui est susceptible

d'évoluer pendant le stress. La forte puissance dissipée durant la surcharge en courant engendre une température du contact Schottky élevée, ce qui induit une possible évolution de la hauteur de barrière du contact ainsi qu'une variation de la tension de seuil. Il est probable que la surcharge en courant agisse comme un recuit du contact Schottky. Aussi, des études supplémentaires ont été réalisées sur les autres diodes 15 A afin d'étudier l'évolution de la hauteur de barrière Φ_B et le coefficient d'idéalité n .

2.3. Courant de fuite

Un autre paramètre qui évolue durant le stress en surcharge de courant est le courant de fuite à l'état bloqué. La figure 118 présente les caractéristiques en inverse de la diode après chaque palier de contrainte de $1 \times I_N$ jusqu'à $7 \times I_N$. On remarque une petite variation du courant de fuite en tension inverse de 300 V. Durant la surcharge en courant, le courant de fuite a diminué, phénomène lié à l'augmentation de courant de la hauteur de barrière du contact Schottky.

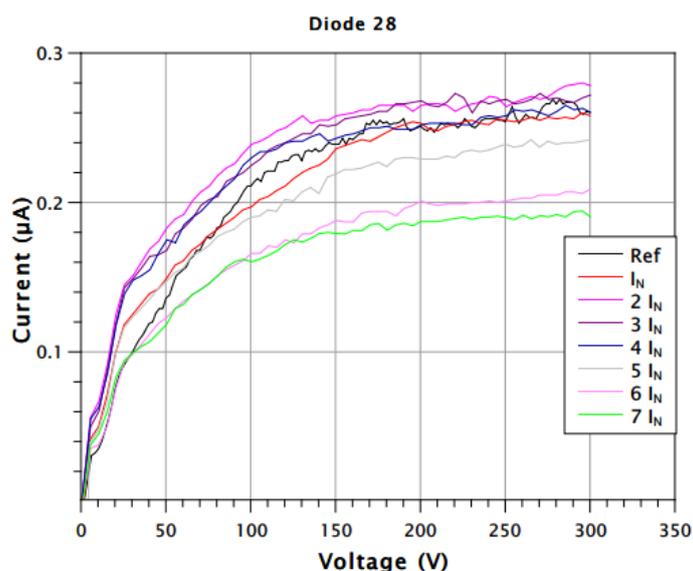


Figure 118 : Évolution de la caractéristique inverse au cours du cyclage pour des valeurs crêtes de courant comprises entre I_N et $7 \times I_N$.

La figure 119 présente les caractéristiques en inverse de la diode après une contrainte de 1000 cycles et 5000 cycles, à une valeur crête de courant à $7 \times I_N$ (105A). On remarque une diminution supplémentaire du courant de fuite après chaque cycle de contraintes de surcharge en courant. Ceci est assez curieux et résulte sans doute d'une « cicatrisation » au moins partielle de certains défauts.

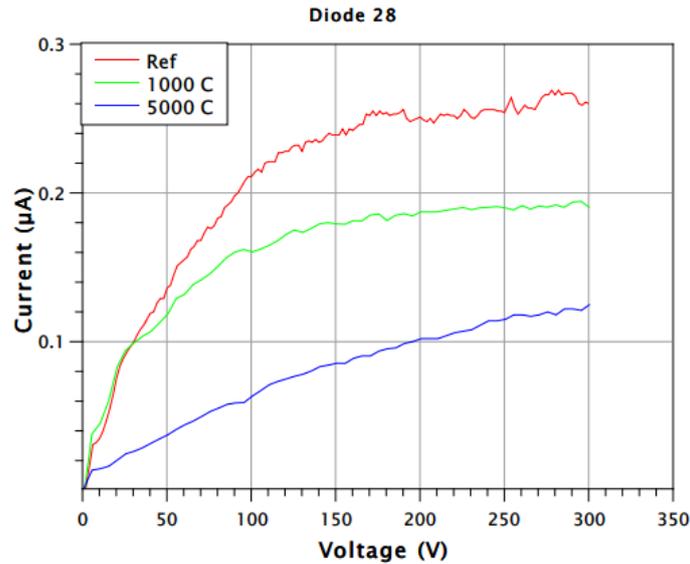


Figure 119 : Évolution de la caractéristique inverse au cours du cyclage pour des valeurs crêtes de courant à $7 \times I_N$.

Nous avons remarqué que les caractéristiques en direct et en inverse évoluent pendant la surcharge en courant. Les paramètres physiques de la diode changent après les contraintes de surcharge en courant à cause de l'évolution du contact Schottky, auquel il faut s'intéresser de plus près car susceptible d'évoluer au cours du stress. En conséquence, des études d'évolution de la hauteur de barrière et du facteur d'idéalité ont été réalisées en fonction du nombre de cycles et de la valeur crête du courant appliqué.

2.4. Évolution de la hauteur de barrière Φ_B et du coefficient d'idéalité n

La hauteur de barrière et le coefficient d'idéalité sont deux autres paramètres intéressants à étudier. En effet, la hauteur de barrière a une influence directe sur le comportement de la diode, plus particulièrement sur la tension de seuil et le courant de fuite. Afin de quantifier l'évolution de ces deux paramètres après des cycles de surcharge en courant, des études supplémentaires ont été réalisées sur deux autres diodes 15 A.

Basées sur le même principe, des mesures de surcharge en courant ont été appliquées sur les nouvelles diodes, suivies par des caractérisations en direct à faible courant, en utilisant la SMU2410, dans le but de pouvoir suivre l'évolution de la hauteur de barrière Φ_B et le coefficient d'idéalité n . A noter que la méthode de calcul de ces deux paramètres a été présentée dans le chapitre précédent. En outre, des caractérisations en direct à fort courant et en inverse ont été réalisées en utilisant le B1505.

Des contraintes répétitives de la surcharge en courant ont alors été appliquées avec une valeur crête équivalente à $7 \times I_N$. Le protocole utilisé est illustré sur la figure 120, telles que des surcharges de 1000, 5000 et 10 000 cycles ont été appliquées sur les diodes avec une période de 4 ms. Ces contraintes ont été suivies par une contrainte additionnelle de 1000 et 2000 cycles pour une période de 10 ms.

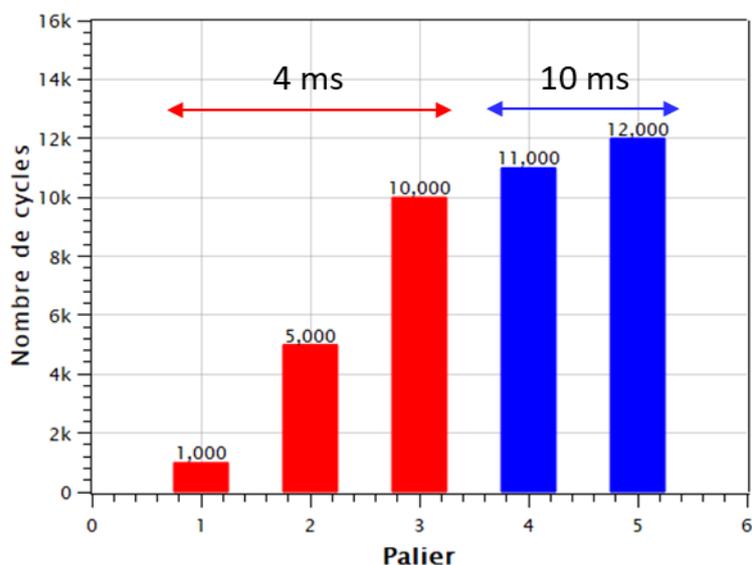
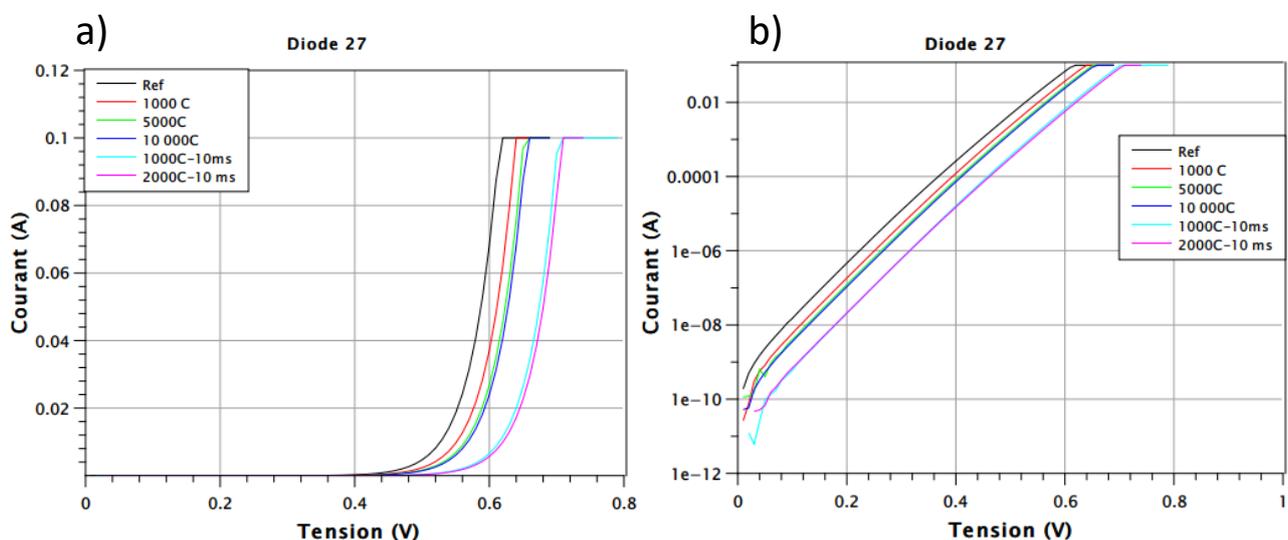


Figure 120 : Conditions des surcharges en courant par paliers. Chaque palier présente une valeur crête de courant équivalente à $7 I_N$.

La figure 121 présente les caractérisations à faible courant en utilisant la SMU2410 sur une échelle linéaire et logarithmique, avec des mesures réalisées jusqu'à 0.1 A après chaque palier de contraintes appliqué. On trouve également les caractérisations en direct et en inverse en utilisant le B1505. Les caractérisations présentent l'évolution des différents paramètres physiques comme la tension directe à 10 mA et à 10 A, la hauteur de barrière Φ_B et le courant de fuite jusqu'à 300 V.



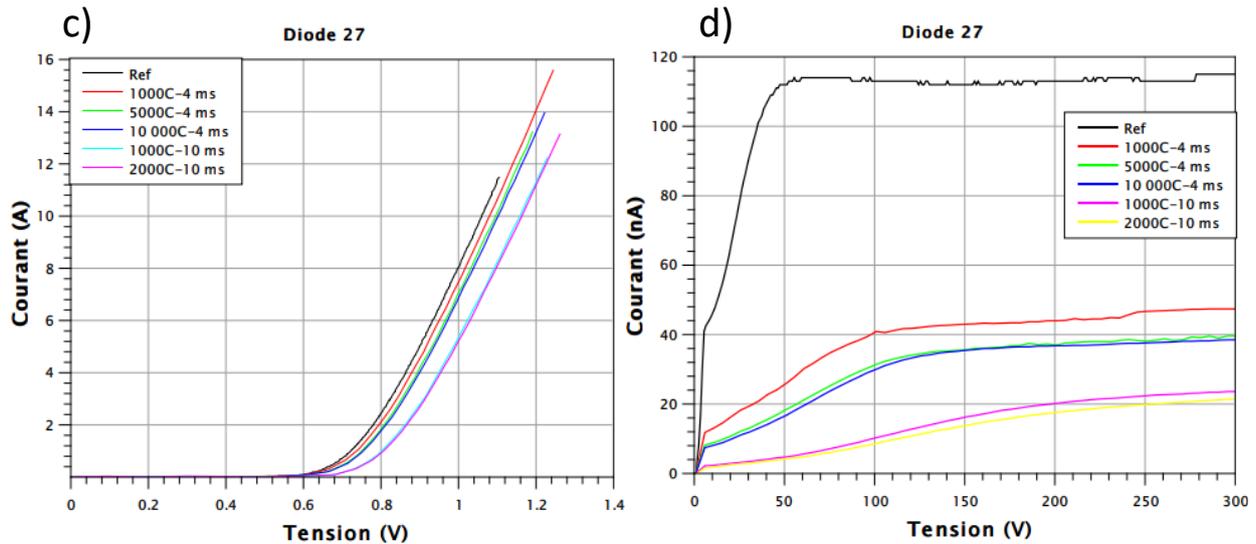
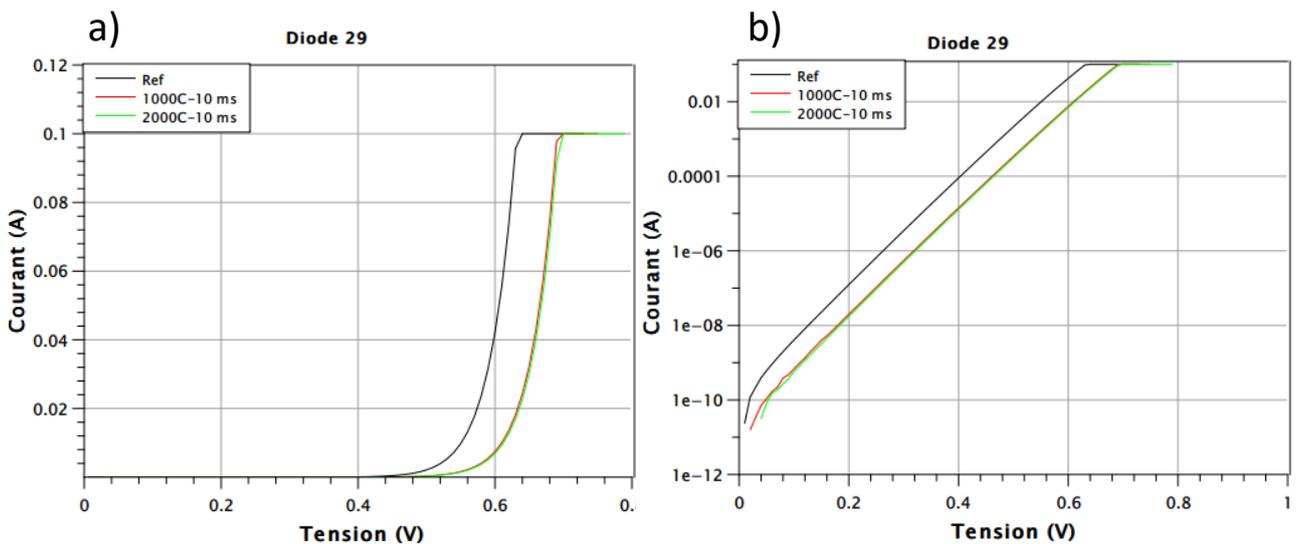


Figure 121 : Caractérisation en direct après stress sur la diode 27 à faible courant en utilisant le SMU2410 : a) échelle linéaire b) échelle logarithmique. Caractérisation en utilisant le B1505 : c) en direct à fort courant, d) en inverse.

Par ailleurs, des contraintes de surcharge ont été appliquées sur une autre diode 15 A ayant la même architecture. Dans ce cas, des contraintes de 1000 et 2000 cycles de surcharge ont été appliquées directement sur la diode avec une période de 10 ms et une valeur crête de courant équivalente à $7 \times I_N$.

La figure 122 présente l'évolution des caractéristiques en directe à faible et à fort courant et les caractéristiques en inverse après les paliers du stress.



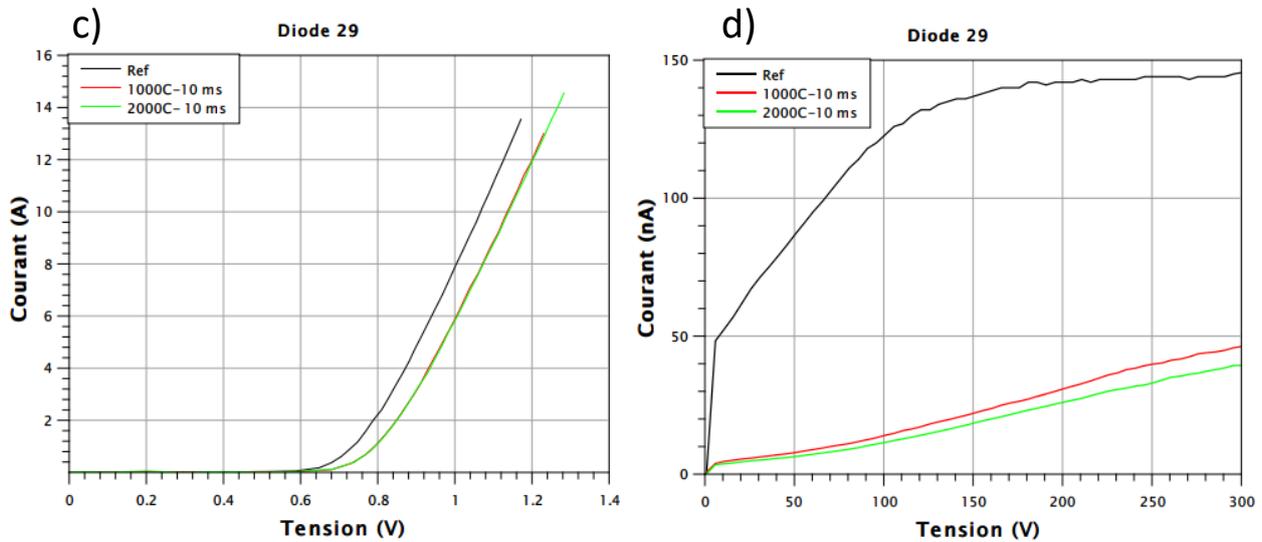


Figure 122 : Caractérisation en direct après stress sur la diode 29 à faible courant en utilisant la SMU2410 : a) échelle linéaire b) échelle logarithmique. Caractérisation en utilisation le B1505 : c) en direct à fort courant, d) en inverse.

Afin de quantifier l'évolution des paramètres physiques après surcharge en courant, on a extrait les paramètres suivants après chaque palier :

- Tension directe à 10 mA
- Tension directe à 10 A
- Facteur d'idéalité n
- Hauteur de barrière Φ_B
- Courant de fuite à 300 V

La figure 123 présente la tension directe aux bornes de la diode pour y faire passer un courant de 10 mA (faible courant) et 10 A (fort courant). Les résultats montrent une augmentation de la tension nécessaire pour un courant donné après chaque série de tests en surcharge sur les diodes 15 A (27 et 29). La tension à 10 mA augmente de 7.5 % après la surcharge de 4 ms et elle se stabilise après 5000 cycles. Après le stress de 10 ms, le courant a augmenté de 16.98% pour la diode 27 et il reste stable pour un stress de 1000 et 2000 cycles (figure 123-à gauche). De même, pour la diode 29 qui a subi un stress de $7 \times I_N$ sur une durée de 10 ms et un nombre de cycles équivalent à 1000 et 2000 cycles, la tension à 10 mA a augmenté de 10.9 % (figure 123-à droite).

D'autre part, la figure 124 présente l'évolution de la tension nécessaire aux bornes de la diode pour y faire passer un courant de 10 A. La tension augmente de 4.7 % pour un stress d'une période de 4 ms et après 10 000 cycles, et elle subit une augmentation de 9.47 % pour une période de 10 ms (diode 27) et une augmentation de 7.2 % pour la diode 29.

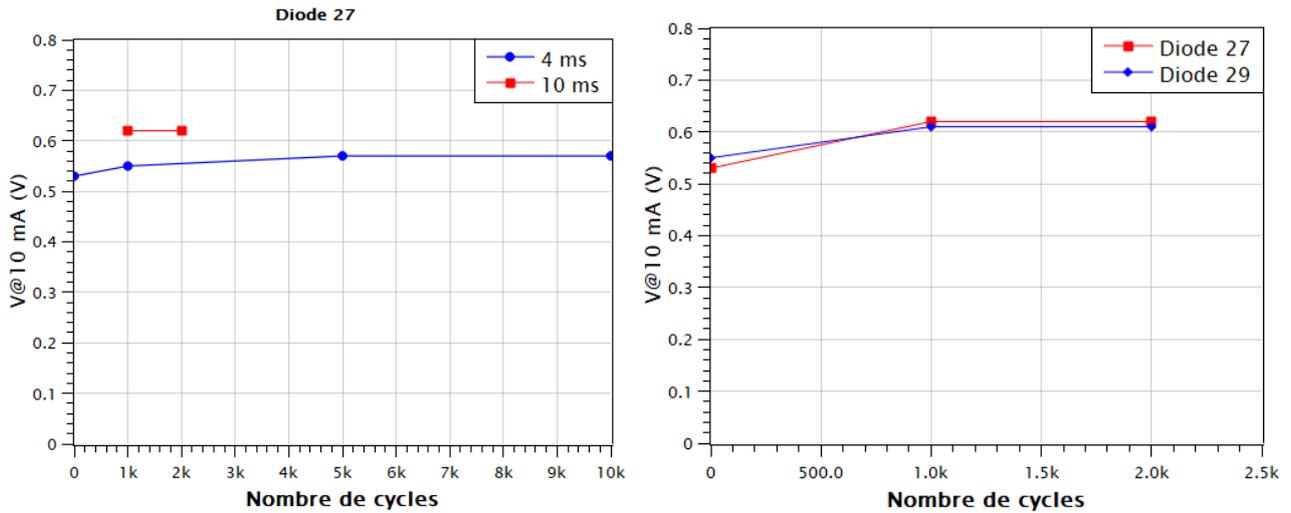


Figure 123 : Évolution de la tension directe à 10 mA des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.

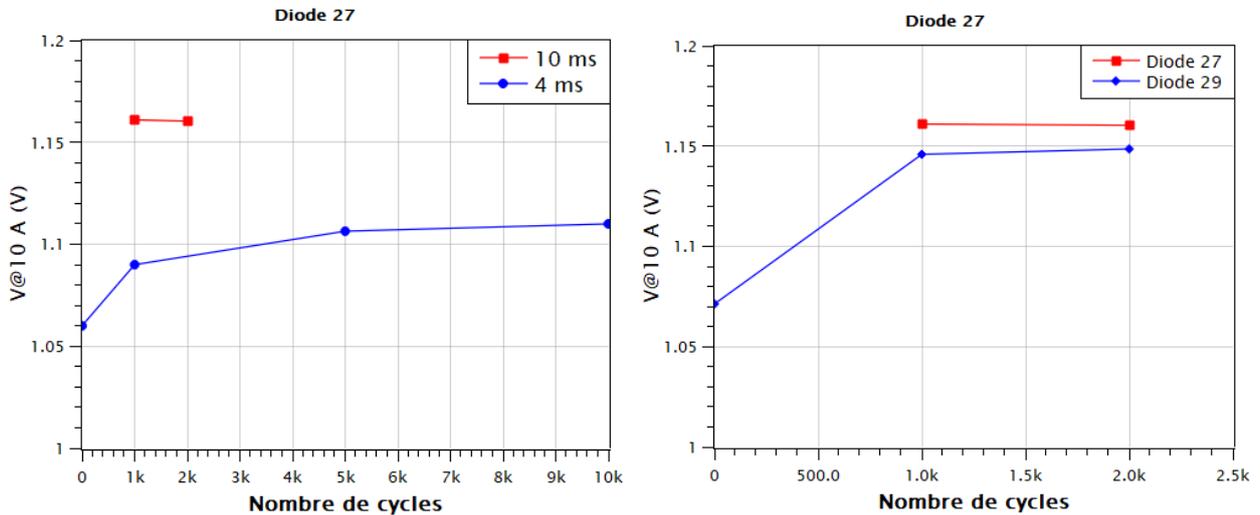


Figure 124 : Évolution de la tension directe à 10 A des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.

La figure 125 présente l'évolution du facteur d'idéalité de la diode après surcharge. Après un stress de 4 ms et de 10 ms, le facteur d'idéalité évolue d'une manière non significative, puisque la variation maximale est équivalente à 3.8 %. Concernant la hauteur de barrière Φ_B , la figure 126 présente une évolution de 5 % après un stress de 10 000 cycles et une période de 4 ms. Pour une période de 10 ms, la hauteur de barrière augmente de 10.5 % pour la diode 27 et de 5.6 % pour la diode 29 après stress.

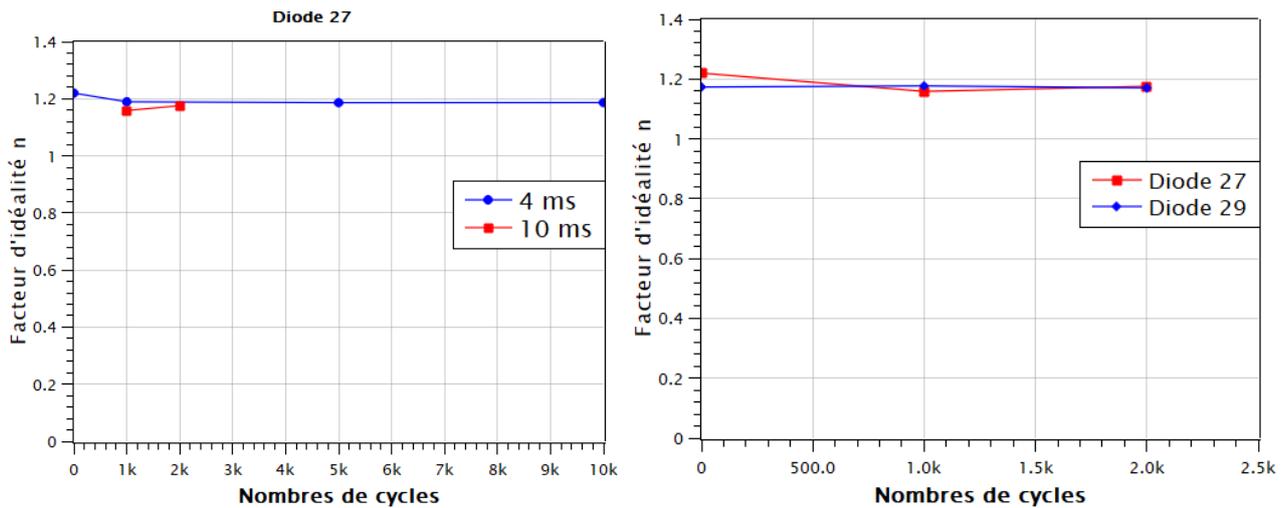


Figure 125 : Évolution du facteur d'idéalité n des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.

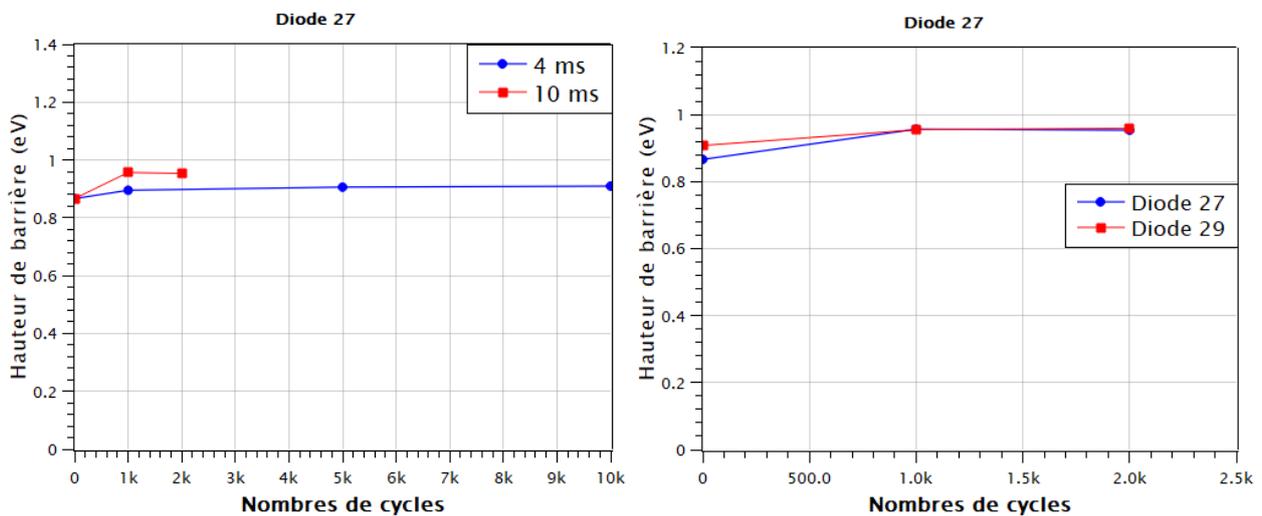


Figure 126 : Évolution de la hauteur de barrière Φ_B des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.

Nous avons remarqué que la hauteur de barrière Φ_B a tendance à légèrement augmenter après un nombre de cycles de surcharges appliqués et par rapport à la période de surcharge utilisée (4 ms ou 10 ms). Avec l'augmentation de Φ_B , il est nécessaire d'appliquer une tension plus élevée pour obtenir la même valeur de courant, ce qui confirme l'augmentation de la tension à 10 mA et à 10 A. D'autre part, le coefficient d'idéalité n évolue pas après le stress de surcharge en courant. La variation de la hauteur de barrière peut être due à l'amélioration du contact Schottky et à l'effet de cyclage de surcharge en courant qui se comporte comme un recuit de contact. Le fort cyclage thermique change la nature de la métallisation du contact, ce qui a comme conséquence d'augmenter la hauteur de barrière.

Finalement, le dernier paramètre suivi concerne l'évolution du courant de fuite qui diminue en augmentant la hauteur de barrière Φ_B . La figure 127 présente l'évolution du courant de fuite à 300 V, qui diminue de 115 nA à 38.6 nA, après un nombre de cycles équivalents de 10 000 cycles pour une surcharge de 4 ms. De même, pour une période de 10 ms le courant de fuite a diminué jusqu'à 21.4 nA après 2000 cycles de stress. Ainsi, le courant de fuite de la diode 29 a diminué de 146 nA à 39.9 nA.

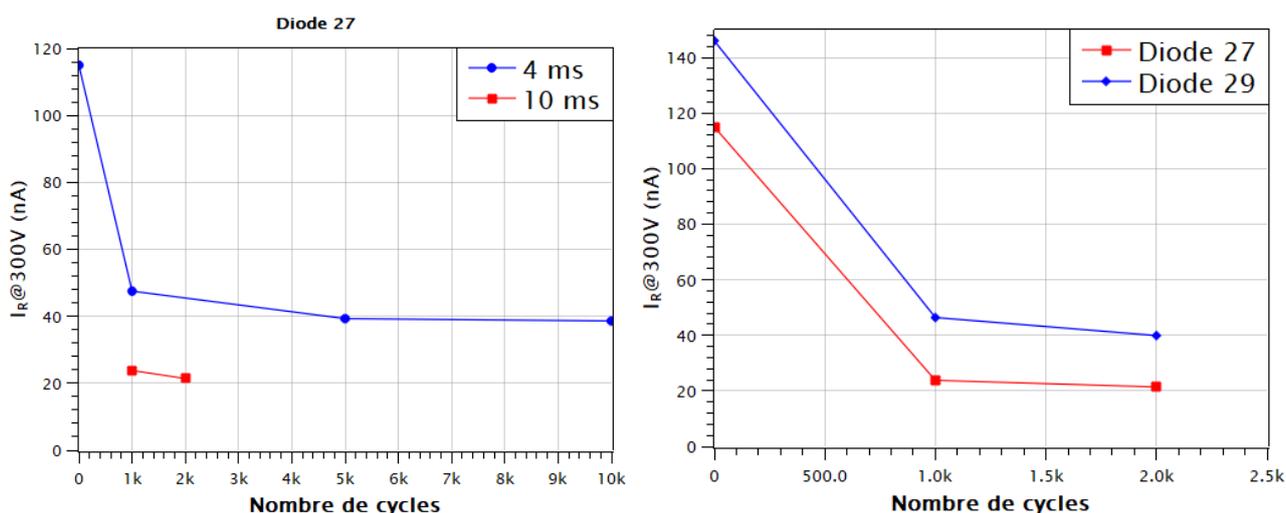


Figure 127 : Évolution du courant de fuite à 300 V des diodes 27 et 29 en fonction du nombre de cycles.

3. Surcharge en courant : diode 6 A

Des études similaires ont été effectuées sur les diodes de calibre 6 A. Des limites ont été constatées sur ces composants, à savoir qu'une saturation apparaît après une tension appliquée de 10 V. Comme la figure 128 le montre, cette saturation dépend de la durée d'impulsion appliquée : pour une période équivalente à 50 μ s, la diode présente une saturation du courant à 33.6 A, tandis que pour une période T_{imp} de 200 μ s, la saturation est à 25.9 A. Cette variation de la saturation est à priori due au phénomène d'auto-échauffement qui va modifier le niveau de saturation de la diode. La saturation du courant observée est curieuse, mais elle est sans doute liée à un auto-échauffement non complètement maîtrisé avec une durée d'impulsion de 50 μ s (ce qui est le minimum pour le B1505A). Pour les diodes de 15 A, des mesures en direct ont été appliquées afin de déterminer la saturation de la diode. Comme la figure 128 de droite le montre, la saturation de la diode 15 A se produit pour un courant de 160 A. Cette différence entre la saturation des diodes 6 A et 15 A est due au rapport de surface qui est 4 fois plus grand pour les diodes 15 A que celui des diodes 6 A.

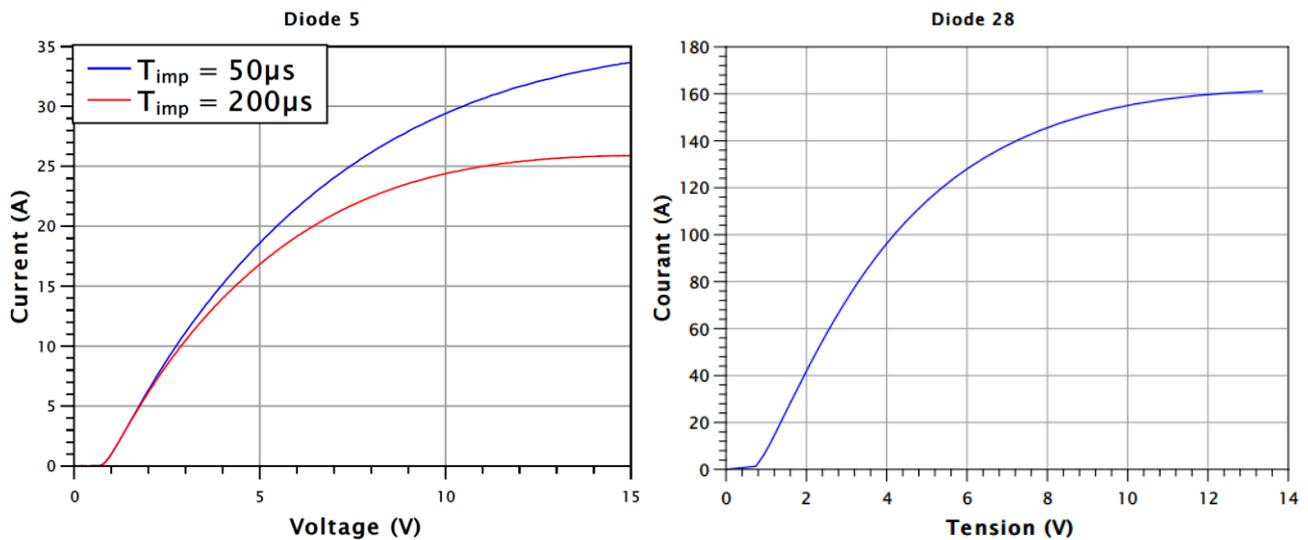


Figure 128 : Caractérisation I(V) pour les diodes 6 A (à gauche) et 15 A (à droite).

La figure 129 présente la densité de courant en A/mm^2 en fonction de la tension pour les diodes 6 A et 15 A. La surface active change entre les deux calibres. Comme mentionné ci-avant, la surface des diodes 15 A est à peu près 4 fois plus grande que celle des diodes 6 A. On remarque ainsi une limite de $11 A/mm^2$ pour la diode 6 A et de $13 A/mm^2$ pour la diode 15 A.

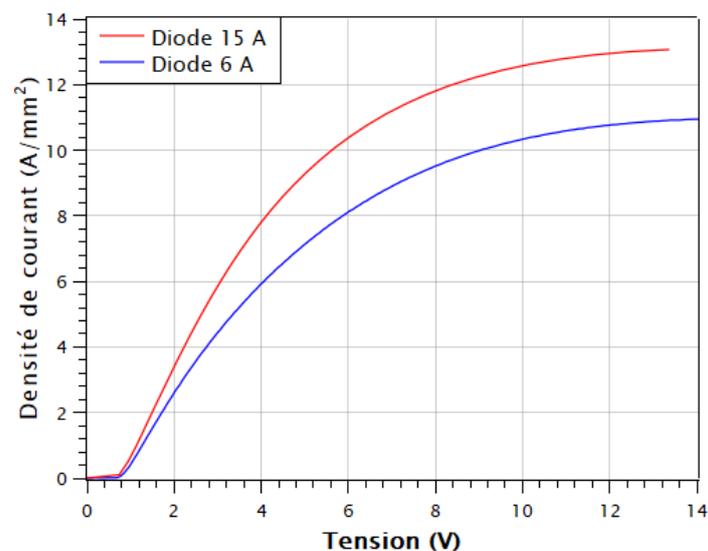


Figure 129 : Densité de courant des diodes 6 A et 15 A ($T_{imp} = 200 \mu s$).

Cette saturation du courant pour les diodes 6 A a pour conséquence une valeur crête de $3 \times I_N$ équivalente à 18 A pour les mesures répétitives de surcharge en courant. Ainsi, des mesures de surcharge en courant ont été réalisées sur les diodes 6 A, avec une période d'impulsion équivalente à 4 ms et une valeur crête de courant qui varie entre $2 \times I_N$ et $3 \times I_N$, avec un incrément de $0.2 \times I_N$ et un nombre de cycles équivalent à 1000.

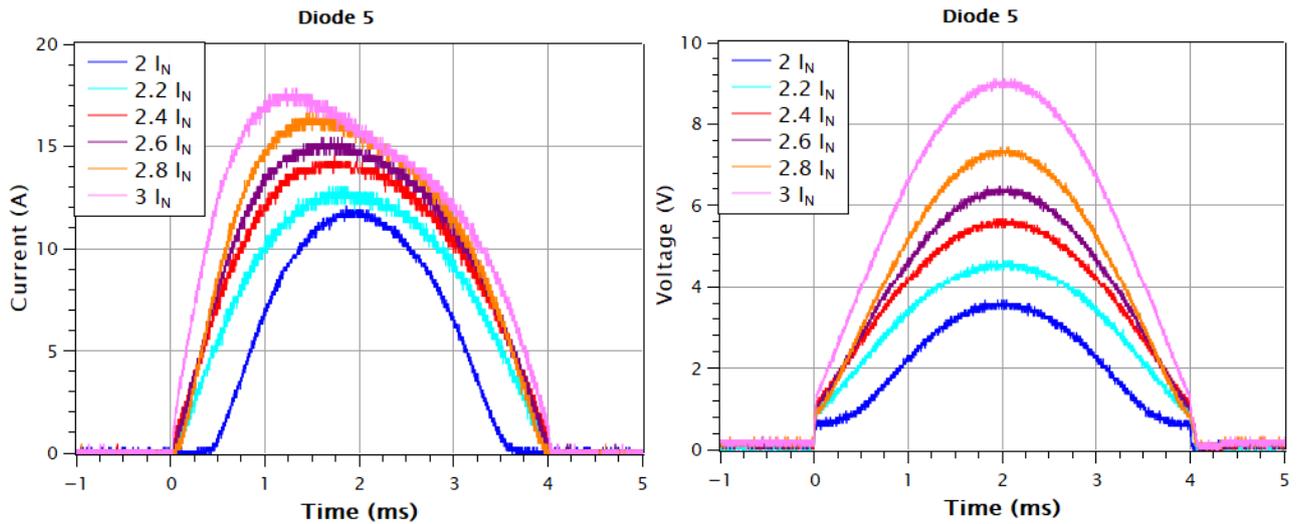
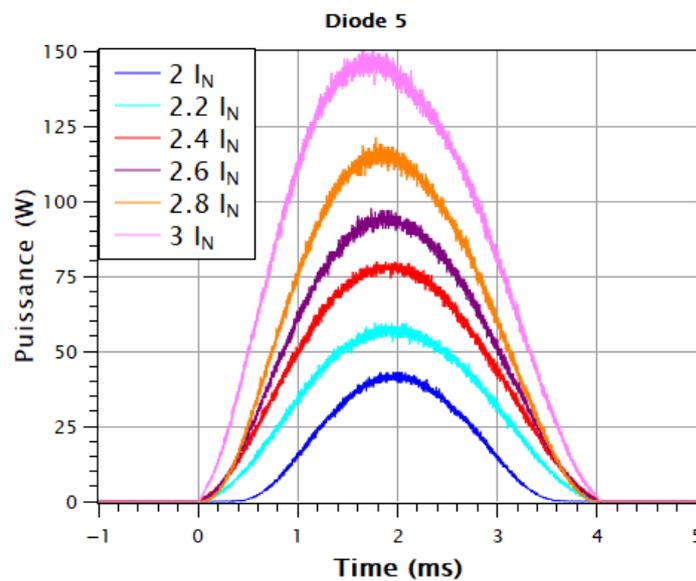


Figure 130 : À gauche : forme d’onde de la tension en fonction du temps. À droite : forme d’onde du courant en fonction du temps.

La figure 130 présente le courant en fonction du temps pour une surcharge en courant ayant une forme demi-sinusoidale qui augmente de $2 \times I_N$ (12 A) à $3 \times I_N$ (18 A) ; d’autre part la figure 130 à droite présente la tension demi-sinusoidale aux bornes de la diode. Dans ces conditions, une étude de l’évolution des paramètres physiques a été réalisée pour chaque palier de contraintes. Alors, après chaque palier, des mesures en direct et en inverse ont été réalisées afin d’extraire la résistance R_{ON} , la tension de seuil et le courant de fuite de la diode. En multipliant les deux courbes tension et courant, on peut extraire l’évolution de la puissance dissipée, présentée sur la figure 131 en fonction du temps et pour les différentes valeurs crêtes du courant. On peut remarquer que la puissance et l’énergie augmentent avec l’augmentation de la valeur crête du courant.



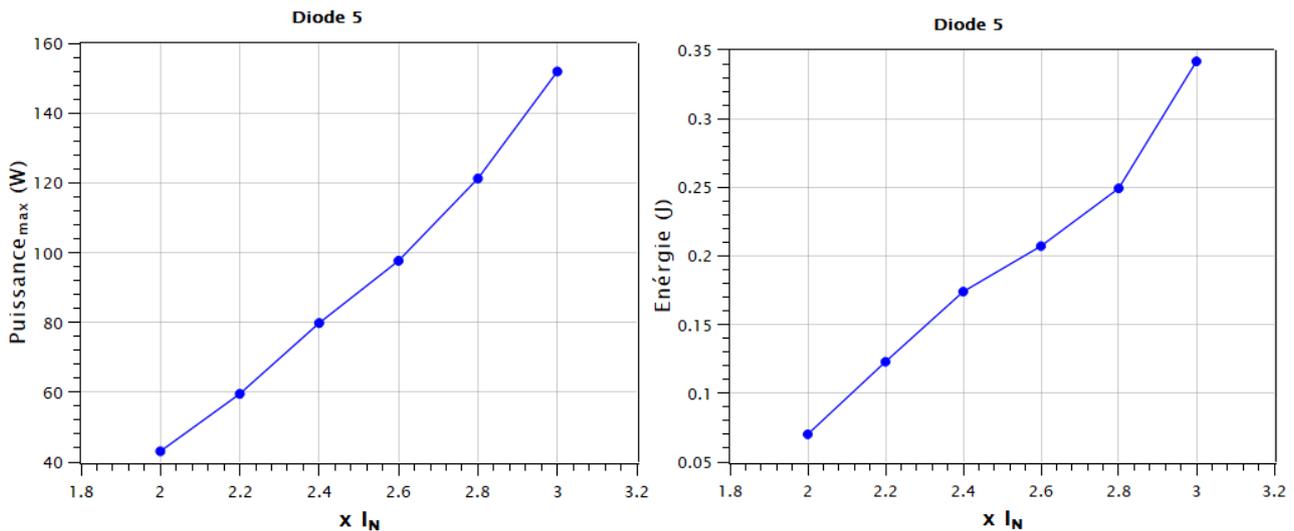


Figure 131 : Variation de la puissance et de l'énergie en fonction de la valeur crête du courant.

La figure 132 montre l'influence du stress sur les caractéristiques en direct de la diode 6 A. Nous avons suivi la résistance et la tension de seuil après chaque palier de stress. Pour 1000 cycles de valeurs crête de courant de $2 \times I_N$ à $3 \times I_N$, la résistance et la tension de seuil ne subissent pas une forte dégradation. Ainsi, la résistance a augmenté de 3.68 % et la tension de seuil (à 100 mA) de 5.2 %.

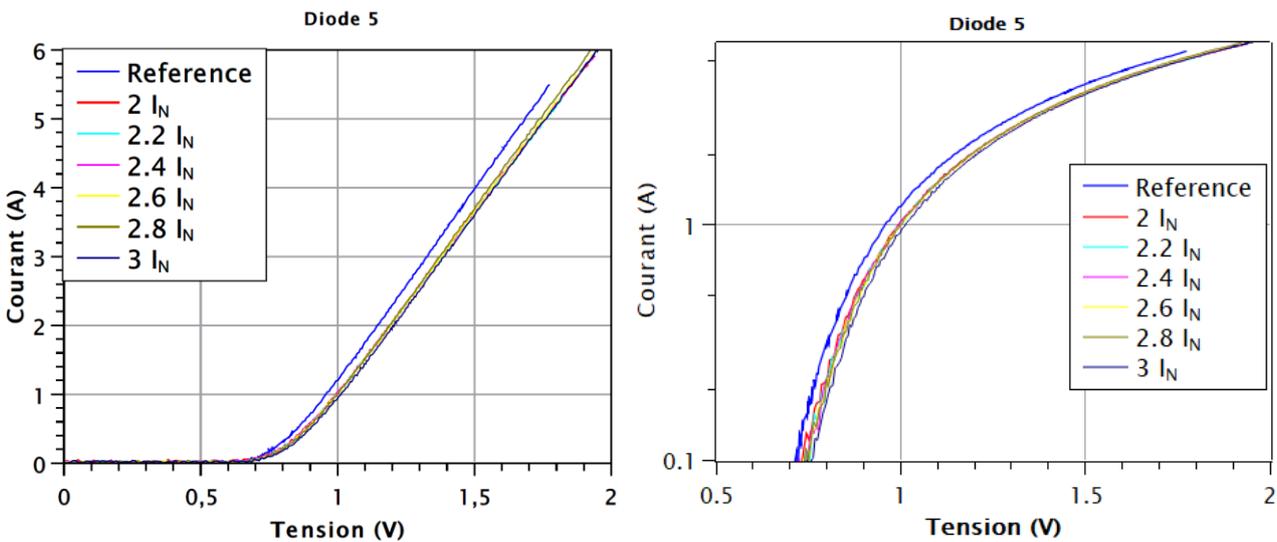


Figure 132 : Caractérisation en direct a) échelle linéaire b) échelle logarithmique, après chaque palier de surcharge pour une valeur crête de courant qui varie entre $2 \times I_N$ et $3 \times I_N$.

Une étude supplémentaire a été réalisée sur les diodes 6 A. Suivant le même protocole utilisé pour les diodes 15 A, on a appliqué des contraintes de surcharge en courant à $3 \times I_N$ en variant le nombre de cycles à 1000, 5000 et 10 000. Cette étude a été suivie par une contrainte supplémentaire, où l'on a augmenté la période de 4 ms à 10 ms et on a appliqué 1000 et 5000 cycles de surcharge, afin d'étudier l'influence sur les caractéristiques de la diode.

Comme la figure 133 le montre, les deux types de contraintes n'engendrent aucune évolution significative du contact Schottky.

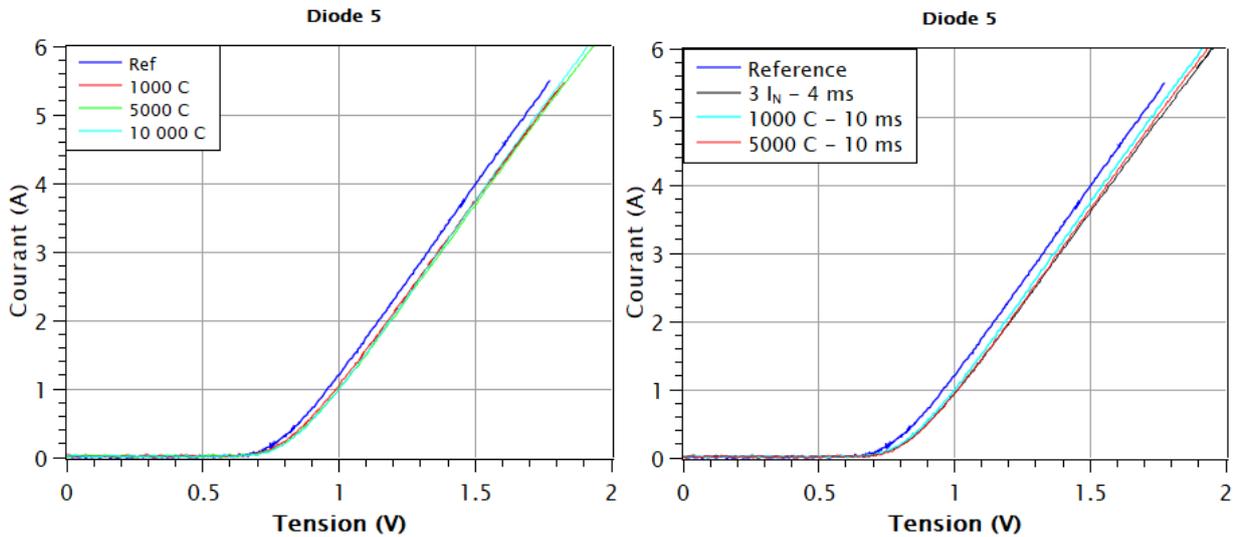
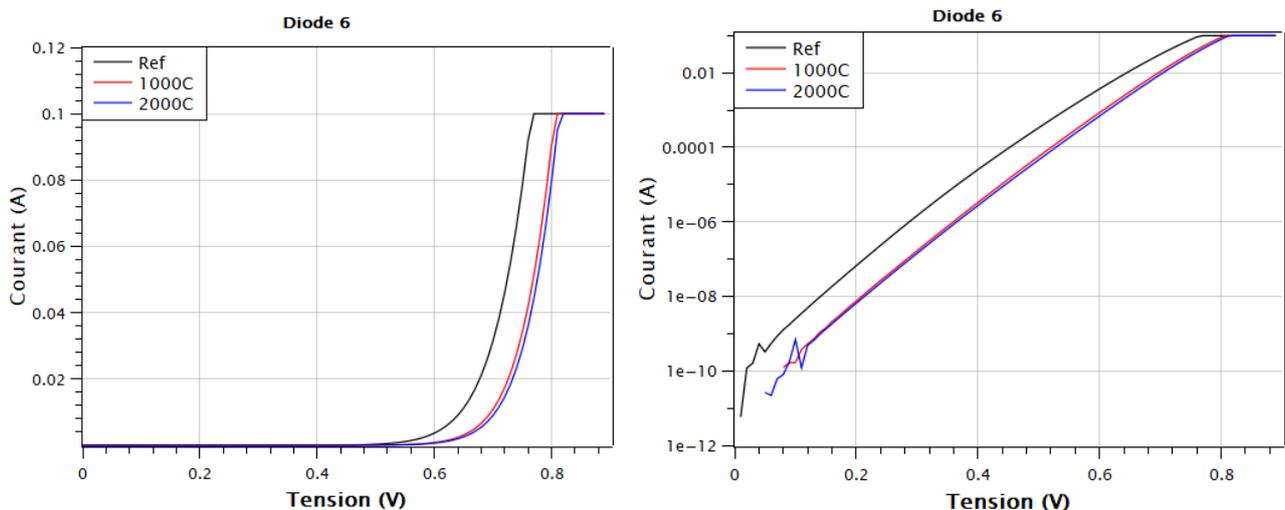


Figure 133 : Caractérisation en direct après chaque palier de surcharge. a) Variation du nombre de cycles. b) Variation de la période d'impulsion.

Pour finir, des surcharges de courant répétitives de 1000 et 2000 cycles pour une période de 10 ms ont été appliquées sur une nouvelle diode afin de suivre l'évolution du contact Schottky. La figure 134 présente les caractéristiques en direct à faible courant en utilisant la SMU2410 en échelle linéaire et logarithmique, ainsi que les caractérisations en direct à fort courant et en inverse en utilisant le B1505A, pour lesquelles peut remarquer l'évolution de ces caractéristiques après stress.



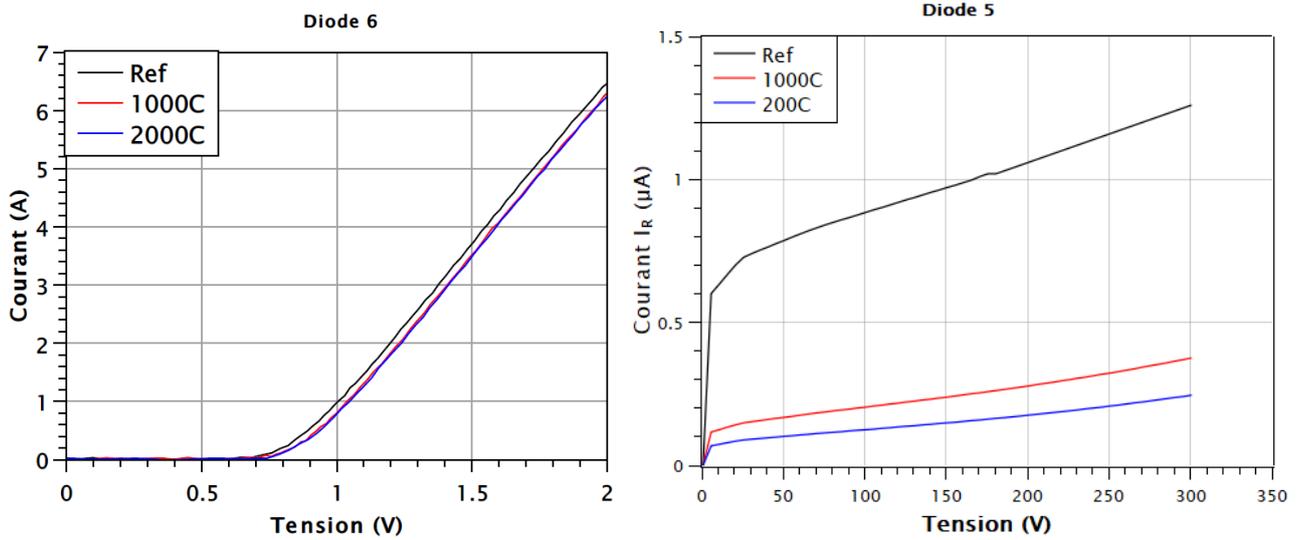


Figure 134 : Caractéristiques en direct à faible courant (SMU2410), à fort courant (B1505) et en inverse.

Dans le but de quantifier l'évolution de la hauteur de barrière et le facteur d'idéalité, la figure 135 présente l'évolution de ces deux paramètres en fonction du nombre de cycles. Le facteur d'idéalité présente une évolution négligeable de 1.6 % et la hauteur de barrière Φ_B augmente de 7.3 % après 2000 cycles de surcharge en courant.

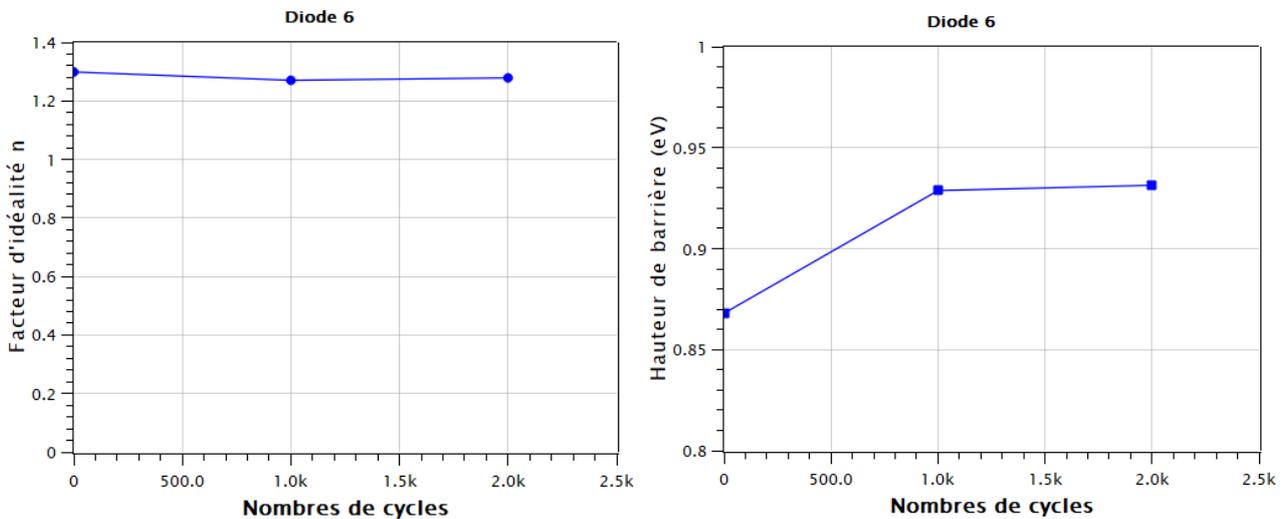


Figure 135 : Évolution du facteur d'idéalité n et la hauteur de barrière en fonction du nombre de cycles.

Pour conclure, du fait de la saturation des diodes 6 A, nous n'étions pas en mesure d'appliquer des surcharges en courant au-delà de $3 \times I_N$. Des tests de surcharge ont été appliqués avec le protocole déjà démontré pour une valeur crête maximale équivalente à $3 \times I_N$. A cause de la différence de surface entre

les diodes 15 A et 6 A, la densité de courant des diodes 6 A à $3 \times I_N$ est équivalente à 7.63 A/mm^2 . De même, la densité de courant des diodes 15A à $7 \times I_N$ est équivalente à 8.51 A/mm^2 .

4. Conclusion

Dans ce chapitre, des études de surcharge en courant ont été présentées sur des diodes Schottky à base d'hétérojonction AlGaIn/GaN de calibre en courant de 6 A et 15 A et de calibre en tension de 650 V. L'objectif principal de cette étude a été de suivre l'évolution des différents paramètres physiques après des cycles de surcharge en courant, à savoir la tension de seuil, le courant, le facteur d'idéalité, la hauteur de barrière et le courant de fuite à 300 V. Premièrement, une présentation du banc de test utilisé a été détaillé avec le protocole de mesure qui a été appliqué sur les diodes. Par la suite, des études de robustesse ont été réalisées pour les deux calibres des diodes, au terme desquelles nous avons remarqué une évolution du contact Schottky après stress. Plus précisément, en étudiant l'évolution des paramètres physiques des diodes, nous avons pu observer une augmentation de la hauteur de barrière Φ_B après les cycles de surcharge en courant, qui affecte à son tour la tension directe nécessaire aux bornes de la diode pour y faire passer un courant de 10 mA et 10 A. Ainsi, l'augmentation de Φ_B permet également d'avoir un courant de fuite plus bas après stress. Nous avons noté que les cycles de surcharge en courant permettent d'améliorer légèrement le contact Schottky. Ce type de stress se comporte, sans doute, comme un « recuit » du contact Schottky. Nous pouvons aussi constater que les diodes Schottky sont assez robustes pour ce test, dans la mesure où les diodes internes des MOSFET SiC se dégradent assez sensiblement au-delà d'environ $5 \times I_N$ [107].

Conclusion générale

Les travaux de cette thèse qui s'inscrit dans le cadre du projet européen IPCEI/Nano 2022 avec STMicroelectronics avaient pour objectif principal d'analyser les performances des composants de puissance à base de nitrure de gallium (GaN) en vue de leur optimisation. Ainsi se sont dégagés deux axes principaux. Le premier axe de travail était centré sur les simulations par éléments finis, en utilisant le logiciel Synopsys Sentaurus, TCAD (Technology Computer-Aided Design), qui permet d'étudier divers problèmes de fiabilité des HEMT AlGaN/GaN, tels que l'augmentation de la résistance série, voire l'effondrement du courant et l'effet du piégeage. Le deuxième axe de travail a porté sur les caractérisations électriques statiques et dynamiques de diodes Schottky 650 V à hétérojonction AlGaN/GaN, de calibres 6 A et 15 A, reçues de la part de STMicroelectronics. Ainsi, différents types de stress (quasi-statique et commutation dure) ont été appliqués sur ces diodes afin d'étudier l'évolution de la résistance dynamique après stress. Finalement, des stress en surcharge en courant ont été appliqués afin d'étudier l'évolution des différents paramètres physiques après stress. Enfin, des études de robustesse ont été mises en place sur ces diodes face à une situation anormale.

Les propriétés des semi-conducteurs à large bande interdite (WBG), dont essentiellement le nitrure de gallium, sont intéressantes pour des applications de moyenne puissance et haute fréquence. Parmi ces composants à large bande d'énergie interdite figurent les composants à base d'hétérojonction AlGaN/GaN. En effet, le gaz-2D (2DEG) qui se forme à l'interface de ces matériaux joue le rôle du canal avec une densité et une mobilité des électrons importantes. Ces composants utilisant un canal 2DEG possèdent différentes architectures : High Electron Mobility Transistor (HEMT) normally-on, Gate Injection Transistor (GIT AlGaN/GaN) normally-off et les diodes Schottky latérales à hétérojonction AlGaN/GaN. Ces dernières présentent la même structure que les HEMT, mais aussi les mêmes problèmes de fiabilité qui limitent leurs performances, à savoir entre autres, le phénomène de piégeage/dépiégeage, l'auto-échauffement et le phénomène d'électrons chauds. Ces phénomènes induisent une variation des caractéristiques électriques après différents types de stress.

Afin de simuler les différentes architectures des composants d'hétérojonction AlGaN/GaN et d'étudier l'influence du phénomène du piégeage, des simulations par éléments finis (TCAD) ont été réalisées, en prenant en considération la géométrie des composants et du matériau (type de dopage). Nos résultats montrent une dégradation de la résistance en ajoutant des pièges dans différentes régions

de la structure. En outre, les caractéristiques changent avec la variation de la concentration des pièges et en fonction de ces énergies d'activation.

Des caractérisations électriques statiques et dynamiques ont été réalisées sur des diodes STM à hétérojonction AlGaIn/GaN afin d'étudier le comportement de ces diodes à l'état initial (avant stress). Ensuite, nous avons étudié l'évolution de la résistance à l'état passant en appliquant deux types de stress.

Le premier est le stress quasi-statique qui vise à appliquer une tension en direct sur les diodes, suivie d'une tension continue en inverse pour étudier le comportement de la diode après stress. On observe alors une dégradation de la résistance après des stress de tension de 100 et 200 V en inverse et cette dégradation dépendante du niveau de la tension appliquée est manifestement réversible.

Le second stress est la commutation dure. Un nouveau banc de test, le double source test (DST), a été développé pour appliquer ce type de stress sur des diodes et transistors HEMT, dispositif grâce auquel on peut appliquer des commutations en variant la tension en inverse V_{KA} et le courant I_A indépendamment. Des mesures de commutation ont été réalisées sur toutes les diodes 6 A et 15 A, suivies par un stress de 390 000 commutations. Lors des cycles de commutation, des pièges se remplissent. Les porteurs chauds ont une haute probabilité d'être piégés dans la couche de passivation du composant, ce qui induit une dégradation de la résistance dynamique et dans le même temps une diminution du courant dans l'anode à l'état ON. La récupération n'est pas obtenue après un temps d'attente et la dégradation semble donc irréversible.

Finalement, des études de robustesse en surcharge en courant ont été réalisées afin de suivre l'évolution des différents paramètres physiques après des cycles de stress (la tension de seuil, le courant, le facteur d'idéalité, la hauteur de barrière et le courant de fuite à 300 V). Des études de robustesse ont été mises en œuvre sur deux calibres de diode (6 A et 15 A) ; on remarque alors une évolution du contact Schottky après stress. Plus précisément, en étudiant l'évolution des paramètres physiques des diodes, il a été observé une augmentation de la hauteur de barrière Φ_B après des cycles de surcharge en courant, qui affectent à leur tour la tension directe aux bornes de la diode pour y faire passer un courant de 10 mA et 10 A. Ainsi, l'augmentation de Φ_B permet également d'obtenir un courant de fuite plus bas après stress. Enfin, les cycles de surcharge se comportent comme un recuit du contact Schottky, permettant d'améliorer la qualité de celui-ci.

Afin de poursuivre ce travail, plusieurs perspectives peuvent être envisagées :

- a) **Caractérisations physiques** : les simulations réalisées peuvent être considérées comme un outil pour mieux comprendre les problèmes de fiabilité et la dégradation de la résistance à l'état passant

RON qui apparaissent après différents types de stress, surtout le stress à l'état bloqué. Cela génère les pièges dans les dispositifs AlGaIn/GaN. De plus, ces résultats de simulation peuvent être étayés par des résultats de caractérisations physiques (OBIC, DLTS...), afin de mieux identifier les mécanismes de dégradation des performances que l'on observe.

- b) **Simulation transitoire** : des simulations en régime transitoire peuvent être réalisées en utilisant la TCAD, afin d'étudier l'influence du stress et le piégeage/dépiégeage sur les comportements des HEMT pour une meilleure comparaison avec l'expérience.
- c) **Mesure de la résistance dynamique rapide pour comparer avec l'état de l'art.**
- d) **Comparaison avec d'autres composants** : les méthodes de stress utilisées durant notre étude peuvent être appliquées sur d'autres composants avec la même structure d'hétérojonction AlGaIn/GaN, comme les HEMT normally-on et normally-off. En effet, cela permettrait de confirmer si les différents modes de dégradation observés sont propres aux diodes AlGaIn/GaN ou bien généraux à tous les composants de même structure. Par ailleurs, des comparaisons peuvent être réalisées avec des composants SiC, afin de comparer la robustesse des composants à large bande d'énergie interdite vis-à-vis de différents types de stress.

Références

- [1] “Markets Look to WBG Devices to Boost Power Efficiency,” *EE Times India*, 2020. (consultation date : 3 october 2022).
- [2] T. Lorin, “Contribution à la compréhension et à la réduction de l ’ effet de current collapse dans les HEMTs et diodes à base d ’ hétérojonction AlGaN / GaN sur substrat silicium pour des applications de puissance,” 2016.
- [3] H. Wu, X. Fu, and S. Hu, “A 650V Enhancement Mode GaN HEMT Device with Field Plate for Power Electronic Applications,” *IEEE*, 2021, doi: 10.1109/ICECCE52056.2021.9514197.
- [4] W. Qian, J. Lu, H. Bai, and S. Averitt, “Hard-Switching 650-V GaN HEMTs in an 800-V DC-Grid System with No-Diode-Clamping Active-Balancing Three-Level Topology,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 7, no. 2, pp. 1060–1070, 2019, doi: 10.1109/JESTPE.2018.2873156.
- [5] K. J. Chen *et al.*, “GaN-on-Si power technology: Devices and applications,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, no. 3, pp. 779–795, 2017, doi: 10.1109/TED.2017.2657579.
- [6] E. Gurpinar, Y. Yang, F. Iannuzzo, A. Castellazzi, and F. Blaabjerg, “Reliability-Driven Assessment of GaN HEMTs and Si IGBTs in 3L-ANPC PV Inverters,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 3, pp. 956–969, 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2566259.
- [7] E. Gurpinar, F. Iannuzzo, Y. Yang, A. Castellazzi, and F. Blaabjerg, “Design of Low-Inductance Switching Power Cell for GaN HEMT Based Inverter,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 2, pp. 1592–1601, 2018, doi: 10.1109/TIA.2017.2777417.
- [8] J. Millán, M. Ieee, P. Godignon, X. Perpiñà, A. Pérez-tomás, and J. Rebollo, “A Survey of Wide Band Gap Power Semiconductor Devices,” 2013.
- [9] J. Tartarin, “LA TECHNOLOGIE GAN ET SES APPLICATIONS POUR L ’ ELECTRONIQUE ROBUSTE , HAUTE FREQUENCE ET DE PUISSANCE,” 2008.
- [10] H. Amano *et al.*, “The 2018 GaN power electronics roadmap - IOPscience,” *J. Phys. D Appl. Phys.*, vol. 51, 2018.
- [11] W. Saito, I. Omura, T. Ogura, and H. Ohashi, “Theoretical limit estimation of lateral wide band-gap semiconductor power-switching device,” *Solid. State. Electron.*, vol. 48, no. 9, pp. 1555–1562, 2004, doi: 10.1016/j.sse.2003.10.003.
- [12] J. G. Alex Lidow, Michael de Rooij, Johan Strydom, David Reusch, *GaN Transistors for*

Efficient Power Conversion. John Wiley & Sons, 2019.

- [13] O. Chihani, “Manuscrit de thèse : Étude de la fiabilité de composants GaN en conversion d ’ énergie Présenté par : Omar CHIHANI.”
- [14] D. Kim *et al.*, “Detailed electrical characterization of 200 mm CMOS compatible GaN/Si HEMTs down to deep cryogenic temperatures,” *Solid. State. Electron.*, vol. 197, no. September, p. 108448, 2022, doi: 10.1016/j.sse.2022.108448.
- [15] N. THIERRY-JEBALI, “Caractérisations et modélisations physiques de contacts entre phases métalliques et Nitrure de Gallium semi-conducteur,” *Thèse*, 2012.
- [16] H. Morkov, “Handbook of Nitride Semiconductors and Devices.,” 2008.
- [17] M. E. Levinshtein, S. L. Rumyantsev, and M. S. Shur, *Properties of Advanced Semiconductor Materials: GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe*. John Wiley & Sons., 2001.
- [18] S. J. Pearton, C. R. Abernathy, and F. Ren, *Gallium nitride processing for electronics, sensors and spintronics*. Springer Science & Business Media., 2006.
- [19] O. Menard, “Developpement de briques technologiques pour la realisation de diodes schottky sur nitrure de gallium,” UNIVERSITÉ FRANÇOIS - RABELAIS DE TOURS, 2010.
- [20] Z. Zhang, J. Zhang, Z. Xu, H. Duan, and Y. Hao, “High temperature electron transport properties of AlGaIn/GaN heterostructures with different Al-contents.,” *Sci. China Ser. G Physics, Mech. Astron.*, vol. 52, no. 12, pp. 1879–1884, 2009.
- [21] Q. H. Kang *et al.*, “Effects of a GaN cap layer on the reliability of AlGaIn/GaN Schottky diodes,” *Phys. Status Solidi A.*, vol. 212, no. 5, pp. 1158– 1161, 2015.
- [22] A. Souguir-aouani, “Conception d’une nouvelle génération de redresseur Schottky de puissance en Nitrure de Gallium (GaN), étude, simulation et réalisation d’un démonstrateur,” 2018.
- [23] O. Ambacher, “Growth and applications of group III-nitrides,” *J. Phys. D. Appl. Phys.*, vol. 31, no. 20, pp. 2653–2710, 1998, doi: 10.1088/0022-3727/31/20/001.
- [24] O. Ambacher *et al.*, “Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGaIn/GaN heterostructures,” *J. Appl. Phys.*, vol. 87, no. 1, pp. 334–344, 2000, doi: 10.1063/1.371866.
- [25] M. Charles, Y. Baines, R. Bouis, and A. M. Papon, “The Characterization and Optimization of GaN Cap Layers and SiN Cap Layers on AlGaIn/GaN HEMT Structures Grown on 200 mm GaN on Silicon,” *Phys. Status Solidi Basic Res.*, vol. 255, no. 5, pp. 4–8, 2018, doi:

10.1002/pssb.201700406.

- [26] R. Kom Kammeugne *et al.*, “Accurate statistical extraction of AlGa_N/Ga_N HEMT device parameters using the Y-function,” *Solid. State. Electron.*, vol. 184, p. 108078, 2021, doi: 10.1016/j.sse.2021.108078.
- [27] I. P. Smorchkova *et al.*, “AlN/GaN and (Al,Ga)N/AlN/GaN two-dimensional electron gas structures grown by plasma-assisted molecular-beam epitaxy,” *J. Appl. Phys.*, vol. 90, no. 10, pp. 5196–5201, 2001, doi: 10.1063/1.1412273.
- [28] M. Miyoshi, T. Egawa, and H. Ishikawa, “Study on mobility enhancement in MOVPE-grown AlGa_N/AlN/GaN HEMT structures using a thin AlN interfacial layer,” *Solid. State. Electron.*, vol. 50, no. 9–10, pp. 1515–1521, 2006, doi: 10.1016/j.sse.2006.07.016.
- [29] S. Prasad, A. K. Dwivedi, and A. Islam, “Characterization of AlGa_N/Ga_N and AlGa_N/AlN/GaN HEMTs in terms of mobility and subthreshold slope,” *J. Comput. Electron.*, vol. 15, no. 1, pp. 172–180, 2016, doi: 10.1007/s10825-015-0751-8.
- [30] M. CHARLES, Y. Baines, T. Ando, and V. Deshpande, *High Mobility Materials for CMOS Applications*. 2019.
- [31] T. Kachi, D. Kikuta, and T. Uesugi, “GaN power device and reliability for automotive applications,” *IEEE Int. Reliab. Phys. Symp. Proc.*, pp. 1–4, 2012, doi: 10.1109/IRPS.2012.6241815.
- [32] Y. Uemoto *et al.*, “Gate injection transistor (GIT) - A normally-off AlGa_N/Ga_N power transistor using conductivity modulation,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 54, no. 12, pp. 3393–3399, 2007, doi: 10.1109/TED.2007.908601.
- [33] S. Kaneko *et al.*, “Current-collapse-free operations up to 850 V by Ga_N-GIT utilizing hole injection from drain,” *IEEE 27th Int. Symp. Power Semicond. Devices IC's*, 2015.
- [34] V. Padovan, C. Koller, G. Pobegen, C. Ostermaier, and D. Pogany, “Stress and Recovery Dynamics of Drain Current in Ga_N HD-GITs Submitted to DC Semi-ON stress,” *Microelectron. Reliab.*, vol. 100–101, no. June, p. 113482, 2019, doi: 10.1016/j.microrel.2019.113482.
- [35] M. Zhu *et al.*, “1.9-kV AlGa_N/Ga_N lateral Schottky barrier diodes on silicon,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 36, no. 4, pp. 375–377, 2015.
- [36] D. Disney, H. Nie, A. Edwards, D. Bour, H. Shah, and I. C. Kizilyalli, “Vertical power diodes

- in bulk GaN,” *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, pp. 59–62, 2013, doi: 10.1109/ISPSD.2013.6694455.
- [37] J. Biscarrat *et al.*, “Performance enhancement of CMOS compatible 600V rated AlGaIn/GaN Schottky diodes on 200mm silicon wafers,” *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, vol. 2018-May, pp. 200–203, 2018, doi: 10.1109/ISPSD.2018.8393637.
- [38] “STMicroelectronics et le CEA développent la technologie « GaN-sur silicium » pour des applications de conversion de puissance.” [Online]. Available: <https://www.cea.fr/presse/Pages/actualites-communiques/ntic/technologie-gan-on-si-st-cea.aspx>.
- [39] “GaN-on-silicon technology and GaN power devices.” [Online]. Available: <https://www.imec-int.com/en/200mm-GaN-on-Si-technology#diode>.
- [40] A. Gan, S. Barrier, D. Chen, Z. Xie, R. Zhang, and Y. Zheng, “3.4-kV AlGaIn/GaN Schottky Barrier Diode on Silicon Substrate With Engineered Anode Structure,” *EEE ELECTRON DEVICE Lett.*, vol. 42, no. 2, pp. 208–211, 2021.
- [41] C. W. Tsou, K. P. Wei, Y. W. Lian, and S. S. H. Hsu, “2.07-kV AlGaIn/GaN Schottky Barrier Diodes on Silicon with High Baliga’s Figure-of-Merit,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 37, no. 1, pp. 70–73, 2016, doi: 10.1109/LED.2015.2499267.
- [42] M. Zhu *et al.*, “1.9-kV AlGaIn/GaN Lateral Schottky Barrier Diodes on Silicon,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 36, no. 4, pp. 375–377, 2015.
- [43] Y. Baines *et al.*, “Coherent tunneling in an AlGaIn/AlN/GaN heterojunction captured through an analogy with a MOS contact,” *Sci. Rep.*, vol. 7, no. 1, pp. 1–10, 2017, doi: 10.1038/s41598-017-08307-0.
- [44] J. Hu *et al.*, “Performance Optimization of Au-Free Lateral AlGaIn/GaN Schottky Barrier Diode With Gated Edge Termination on 200-mm Silicon Substrate,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 63, no. 3, pp. 997–1004, 2016, doi: 10.1109/TED.2016.2515566.
- [45] D. Shaikshavali and D. Kannadassan, “Influence of surface trap states on RF/microwave performance of lateral AlGaIn/GaN Schottky barrier diode,” *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 36, no. 1, pp. 29–47, 2022, doi: 10.1080/09205071.2021.1956374.
- [46] H. Zhang *et al.*, “Investigation on Capacitance Collapse Induced by Secondary Capture of Acceptor Traps in AlGaIn/GaN Lateral Schottky Barrier Diode,” *Micromachines*, vol. 13, no. 5, 2022, doi: 10.3390/mi13050748.

- [47] P. Ferrandis *et al.*, “Effects of negative bias stress on trapping properties of AlGaN / GaN Schottky barrier diodes To cite this version : HAL Id : hal-01987673,” 2019.
- [48] T. Lorin *et al.*, “On the Understanding of Cathode Related Trapping Effects in GaN-on-Si Schottky Diodes,” *IEEE J. Electron Devices Soc.*, vol. 6, no. May, pp. 956–964, 2018, doi: 10.1109/JEDS.2018.2842100.
- [49] Y. Sun *et al.*, “Review of the recent progress on GaN-based vertical power Schottky barrier diodes (SBDs),” *Electron.*, vol. 8, no. 5, pp. 1–15, 2019, doi: 10.3390/electronics8050575.
- [50] S. W. Huang Chen *et al.*, “Vertical GaN-on-GaN PIN diodes fabricated on free-standing GaN wafer using an ammonothermal method,” *J. Alloys Compd.*, vol. 804, pp. 435–440, 2019, doi: 10.1016/j.jallcom.2019.07.021.
- [51] X. Liu *et al.*, “1.2 kV GaN Schottky barrier diodes on free-standing GaN wafer using a CMOS-compatible contact material,” *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol. 56, no. 2, pp. 2–7, 2017, doi: 10.7567/JJAP.56.026501.
- [52] I. C. Kizilyalli, A. P. Edwards, H. Nie, P. Bui-Quang, D. Disney, and D. Bour, “400-A (pulsed) vertical GaN p-n diode with breakdown voltage of 700 V,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 35, no. 6, pp. 654–656, 2014, doi: 10.1109/LED.2014.2319214.
- [53] T. Pu, U. Younis, H. C. Chiu, K. Xu, H. C. Kuo, and X. Liu, “Review of Recent Progress on Vertical GaN-Based PN Diodes,” *Nanoscale Res. Lett.*, vol. 16, no. 1, 2021, doi: 10.1186/s11671-021-03554-7.
- [54] Y. Cao, R. Chu, R. Li, M. Chen, R. Chang, and B. Hughes, “High-voltage vertical GaN Schottky diode enabled by low-carbon metal-organic chemical vapor deposition growth,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 108, no. 6, 2016, doi: 10.1063/1.4941814.
- [55] J. Lim, O. Seok, Y. Kim, M. Han, and M. Kim, “A new vertical GaN SBD employing in-situ metallic gallium ohmic contact,” *IEEE 23rd Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, pp. 247–250, 2011.
- [56] G. Meneghesso *et al.*, “Reliability issues of Gallium Nitride High Electron Mobility Transistors,” *Int. J. Microw. Wirel. Technol.*, vol. 2, no. 1, pp. 39–50, 2010, doi: 10.1017/S1759078710000097.
- [57] D. K. Schroder, “Semiconductor material and device characterization,” *John Wiley Sons*, 2016.
- [58] J. Würfl, “Drift Effects in GaN High-Voltage Power Transistors,” pp. 295–317, 2017, doi:

10.1007/978-3-319-43199-4_13.

- [59] S. Yang *et al.*, “Identification of Trap States in p-GaN Layer of a p-GaN/AlGaN/GaN Power HEMT Structure by Deep-Level Transient Spectroscopy,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 41, no. 5, pp. 685–688, 2020, doi: 10.1109/LED.2020.2980150.
- [60] Y. Shi *et al.*, “Bidirectional threshold voltage shift and gate leakage in 650 v p-GaN AlGaN/GaN HEMTs: The role of electron-Trapping and hole-injection,” *Proc. Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, vol. 2018-May, pp. 96–99, 2018, doi: 10.1109/ISPSD.2018.8393611.
- [61] A. Sasikumar *et al.*, “Direct correlation between specific trap formation and electric stress-induced degradation in MBE-grown AlGaN/GaN HEMTs,” *IEEE Int. Reliab. Phys. Symp. Proc.*, pp. 1–6, 2012, doi: 10.1109/IRPS.2012.6241780.
- [62] P. Vigneshwara Raja, J. C. Nallatamby, N. DasGupta, and A. DasGupta, “Trapping effects on AlGaN/GaN HEMT characteristics,” *Solid. State. Electron.*, vol. 176, no. November 2020, p. 107929, 2021, doi: 10.1016/j.sse.2020.107929.
- [63] G. Meneghesso, M. Meneghini, and E. Zanoni, “Reliability and instabilities in GaN-based HEMTs,” *2014 IEEE Int. Conf. Electron Devices Solid-State Circuits, EDSSC 2014*, no. Figure 2, pp. 5–6, 2014, doi: 10.1109/EDSSC.2014.7061275.
- [64] N. Modolo *et al.*, “A novel on-wafer approach to test the stability of GaN-based devices in hard switching conditions: Study of hot-electron effects,” *Microelectron. Reliab.*, vol. 114, no. July, p. 113830, 2020, doi: 10.1016/j.microrel.2020.113830.
- [65] N. Modolo *et al.*, “Cumulative Hot-Electron Trapping in GaN-Based Power HEMTs Observed by an Ultra-Fast (10V/ns) on-Wafer Methodology,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 10–17, 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3077127.
- [66] I. Rossetto *et al.*, “Evidence of Hot-Electron Effects during Hard Switching of AlGaN/GaN HEMTs,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 64, no. 9, pp. 3734–3739, 2017, doi: 10.1109/TED.2017.2728785.
- [67] A. Stocco, “Reliability and failure mechanisms of GaN HEMT devices suitable for high-frequency and high-power applications,” 2014.
- [68] A. M. Hilton, E. R. Heller, and D. L. Dorsey, “Electroluminescence Microscopy of Cross-Sectioned AlGaN/GaN High-Electron Mobility Transistors,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 63, no. 4, pp. 1459–1463, 2016, doi: 10.1109/TED.2016.2532475.

- [69] M. Meneghini, A. Stocco, R. Silvestri, N. Ronchi, G. Meneghesso, and E. Zanoni, “Impact of hot electrons on the reliability of AlGaIn/GaN high electron mobility transistors,” *IEEE Int. Reliab. Phys. Symp. Proc.*, 2012, doi: 10.1109/IRPS.2012.6241779.
- [70] A. S. Augustine Fletcher, D. Nirmal, J. Ajayan, and L. Arivazhagan, “Analysis of AlGaIn/GaN HEMT using discrete field plate technique for high power and high frequency applications,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 99, pp. 325–330, 2019, doi: 10.1016/j.aeue.2018.12.006.
- [71] A. Minetto *et al.*, “Hot-Electron Effects in AlGaIn/GaN HEMTs Under Semi-ON DC Stress,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 67, no. 11, pp. 4602–4605, 2020.
- [72] M. Faqir *et al.*, “Analysis of current collapse effect in AlGaIn/GaN HEMT: Experiments and numerical simulations,” *Microelectron. Reliab.*, vol. 50, no. 9–11, pp. 1520–1522, 2010, doi: 10.1016/j.microrel.2010.07.020.
- [73] L. Vegard, “Die konstitution der mischkristalle und die raumfüllung der atome,” *Zeitschrift für Phys.*, vol. 5, no. 1, pp. 17–26, 1921.
- [74] A. Y. Q. Guo, “Temperature dependence of band gap change in InN and AlN,” *Jpn J Appl Phys*, vol. 33, no. 5A, pp. 2453–2456, 1994.
- [75] T. T. Mnatsakanov, M. E. Levinshtein, L. I. Pomortseva, S. N. Yurkov, G. S. Simin, and M. Asif Khan, “Carrier mobility model for GaN,” *Solid. State. Electron.*, vol. 47, no. 1, pp. 111–115, 2003.
- [76] J. Piprek., *Nitride Semiconductor Devices : Principles and Simulation*. Weinheim: Wiley- VCH, 2007.
- [77] S. H. Ng, R. Khoie, and R. Venkat, “A two-dimensional self-consistent numerical model for high electron mobility transistor,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 38, pp. 852–861.
- [78] S. Strauss, A. Erlebach, T. Cilento, D. Marcon, S. Stoffels, and B. Bakeroot, “TCAD methodology for simulation of GaN-HEMT power devices,” *IEEE 26th Int. Symp. Power Semicond. Devices IC's*, pp. 257–260, 2014.
- [79] C. Gautier, L. Hoffmann, S. Lefebvre, and F. Costa, “Étude du comportement thermique d ’ un composant GaN de puissance,” *Symp. Genie Electr.*, pp. 8–10, 2014.
- [80] K. Ahmeda, B. Ubochi, M. H. Alqaysi, A. Al-Khalidi, E. Wasige, and K. Kalna, “The role of SiN/GaN cap interface charge and GaN cap layer to achieve enhancement mode GaN MIS-HEMT operation,” *Microelectron. Reliab.*, vol. 115, no. March, p. 113965, 2020, doi:

10.1016/j.microrel.2020.113965.

- [81] G. Meneghesso, F. Rampazzo, P. Kordoš, G. Verzellesi, and E. Zanoni, “Current collapse and high-electric-field reliability of unpassivated GaN/AlGaN/GaN HEMTs,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 53, no. 12, pp. 2932–2940, 2006, doi: 10.1109/TED.2006.885681.
- [82] H. L. X. Z. L. W. J. A. B. C. Y. K. Z. J. Wang;, “Evaluation of high voltage cascode GaN HEMTs in parallel operation,” *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 990–995, 2016.
- [83] X. Li, H. Ma, J. Yi, S. Lu, and J. Xu, “A comparative study of GaN HEMT and Si MOSFET-based active clamp forward converters,” *Energies*, vol. 13, no. 6, 2020, doi: 10.3390/en13164160.
- [84] H. Sarnago, Ó. Lucía, I. O. Popa, and J. M. Burdío, “Constant-current gate driver for gan hemts applied to resonant power conversion,” *Energies*, vol. 14, no. 9, 2021, doi: 10.3390/en14092377.
- [85] Y. Qi *et al.*, “Effect of X-ray irradiation on threshold voltage of AlGaN/GaN HEMTs with p-GaN and MIS Gates,” *Nami Jishu yu Jingmi Gongcheng/Nanotechnology Precis. Eng.*, vol. 3, no. 4, pp. 241–243, 2020, doi: 10.1016/j.npe.2020.11.001.
- [86] D. B. Christian, “Gallium nitride simulations using Sentaurus software,” no. December 2010, p. 115, 2010.
- [87] A. Vais, “Physical Simulation of GaN based HEMT,” 2012.
- [88] “Sentaurus Device User Guide,” *Synopsys*, 2013.
- [89] O. Ambacher *et al.*, “Two dimensional electron gases induced by spontaneous and piezoelectric polarization in undoped and doped AlGaN/GaN heterostructures,” *J. Appl. Phys.*, 2000.
- [90] W. E. Muhea, F. M. Yigletu, R. Cabre-Rodon, and B. Iniguez, “Analytical Model for Schottky Barrier Height and Threshold Voltage of AlGaN/GaN HEMTs with Piezoelectric Effect,” *IEEE Trans. Electron Devices*, 2018.
- [91] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard, and W. L. Pribble, “A review of GaN on SiC high electron-mobility power transistors and MMICs,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 6 PART 2, pp. 1764–1783, 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2187535.
- [92] I. Nifa *et al.*, “Characterization and modeling of 2DEG mobility in AlGaN/AlN/GaN MIS-HEMT,” *Microelectron. Eng.*, vol. 215, no. May, p. 110976, 2019, doi: 10.1016/j.mee.2019.05.003.

- [93] J. . Lee, J. . Kim, J. . Lee, C. . Kim, J. . Oh, and M. . Shin, “Reduction of current collapse in AlGa_N/Ga_N HFETs using AlN interfacial layer,” *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 2, pp. 40–41, 2005, doi: 10.1049/el.
- [94] N. Miura *et al.*, “Thermal annealing effects on Ni/Au based Schottky contacts on n-GaN and AlGa_N/Ga_N with insertion of high work function metal,” *Solid. State. Electron.*, vol. 48, no. 5, pp. 689–695, 2004, doi: 10.1016/j.sse.2003.07.006.
- [95] V. Rajagopal Reddy and P. Koteswara Rao, “Annealing temperature effect on electrical and structural properties of Cu/Au Schottky contacts to n-type GaN,” *Microelectron. Eng.*, vol. 85, no. 2, pp. 470–476, 2008, doi: 10.1016/j.mee.2007.08.006.
- [96] I. Jabbari, M. Baira, H. Maaref, and R. Mghaieth, “Schottky barrier inhomogeneity in (Pd / Au) Al_{0.22}Ga_{0.78}N/GaN/SiC HEMT: Triple Gaussian distributions,” *Chinese J. Phys.*, vol. 73, no. September, pp. 719–731, 2021, doi: 10.1016/j.cjph.2021.08.011.
- [97] W. E. Muhea, F. M. Yigletu, R. Cabre-Rodon, and B. Iniguez, “Analytical Model for Schottky Barrier Height and Threshold Voltage of AlGa_N/Ga_N HEMTs with Piezoelectric Effect,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 65, no. 3, pp. 901–907, 2018, doi: 10.1109/TED.2018.2789822.
- [98] P. Vigneshwara Raja, J. C. Nallatamby, N. DasGupta, and A. DasGupta, “Trapping effects on AlGa_N/Ga_N HEMT characteristics,” *Solid. State. Electron.*, vol. 176, no. July 2020, p. 107929, 2021, doi: 10.1016/j.sse.2020.107929.
- [99] A. Minetto *et al.*, “Hot-Electron Effects in AlGa_N / Ga_N HEMTs Under Semi-ON DC Stress,” *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 67, no. 11, pp. 4602–4605, 2020.
- [100] R. Li, X. Wu, S. Yang, and K. Sheng, “Dynamic on-State Resistance Test and Evaluation of GaN Power Devices Under Hard- and Soft-Switching Conditions by Double and Multiple Pulses,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 2, pp. 1044–1053, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2844302.
- [101] J. P. Kozak, R. Zhang, Q. Song, J. Liu, W. Saito, and Y. Zhang, “True Breakdown Voltage and Overvoltage Margin of GaN Power HEMTs in Hard Switching,” *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 42, no. 4, pp. 505–508, 2021, doi: 10.1109/LED.2021.3063360.
- [102] J. Kozarik, J. Marek, A. Chvala, M. Minarik, K. Gasperek, and M. Jagelka, “Development of a Device for On-Die Double-Pulse Testing and Measurement of Dynamic On-Resistance of GaN HEMTs,” *Adv. Electr. Electron. Eng.*, vol. 19, no. 4, pp. 361–368, 2021, doi: 10.15598/aece.v19i4.4136.

- [103] B. Sun, Z. Zhang, and M. A. E. Andersen, "Switching transient analysis and characterization of GaN HEMT," *IGBSG 2018 - 2018 Int. Conf. Intell. Green Build. Smart Grid*, pp. 1–4, 2018, doi: 10.1109/IGBSG.2018.8393542.
- [104] A. Barbato *et al.*, "Fast System to measure the dynamic onresistance of on-wafer 600 v normally off GaN HEMTs in hard-switching application conditions," *IET Power Electron.*, vol. 13, no. 11, pp. 2390–2397, 2020, doi: 10.1049/iet-pel.2019.1455.
- [105] H. Garrab *et al.*, "On the extraction of PiN diode design parameters for validation of imegrated power converter design," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 3, pp. 660–670, 2005, doi: 10.1109/TPEL.2005.846544.
- [106] ABB, "Surge currents for IGBT diodes," 2014.
- [107] S. P. T. B. J. L. C. K. L. W.-K. R. Elpelt, "Investigation of the bipolar degradation of SiC MOSFET body diodes and the influence of current density," *IEEE*, 2021.
- [108] S. Palanisamy, J. Kowalsky, J. Lutz, T. Basler, R. Rupp, and J. Moazzami-Fallah, "Repetitive surge current test of SiC MPS diode with load in bipolar regime," *2018 IEEE 30th Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs*, 2018.

FOLIO ADMINISTRATIF

THESE DE L'INSA LYON, MEMBRE DE L'UNIVERSITE DE LYON

NOM : ALAM
(avec précision du nom de jeune fille, le cas échéant)

DATE de SOUTENANCE : 26/01/2022

Prénoms : Maroun

TITRE : Analyse et caractérisation des performances électriques de composants en nitrure de Gallium

NATURE : Doctorat

Numéro d'ordre : 2023ISAL0004

Ecole doctorale : EEA160

Spécialité : Génie Electrique

RESUME Le silicium est aujourd'hui le matériau le plus utilisé pour la fabrication des transistors et des diodes de puissance, car il présente de bonnes propriétés électriques et un faible coût de fabrication. Néanmoins, pour des puissances élevées nécessaires dans les applications en électronique de puissance, le silicium présente sa limite. C'est pourquoi les développements s'orientent de plus en plus vers les matériaux à large bande interdite, comme le carbure de silicium SiC, le nitrure de gallium GaN et le diamant. Ces matériaux sont utilisés dans ce domaine car ils présentent de meilleures propriétés électriques et physiques telles que la bande d'énergie interdite, la vitesse de saturation élevée, la conductivité thermique et le champ électrique critique important.

Les transistors HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont construits à base d'une hétérojonction Nitrure de Gallium et Nitrure d'Aluminium-Gallium (AlGaIn/GaN), c'est-à-dire que la jonction de ces deux matériaux crée des contraintes mécaniques et conduit à une apparition d'électrons en formant un gaz 2D entre les deux matériaux, entraînant une grande densité d'électrons avec des vitesses élevées. Cependant, ces composants ne sont pas encore totalement fiables même si cela est en cours d'amélioration. Ainsi, les travaux de cette thèse s'inscrivent dans ce contexte général d'amélioration des performances des diodes de puissance à base d'hétérojonction AlGaIn/GaN, extrait d'une structure d'un HEMT, en s'appuyant sur des simulations par éléments finis (Technology Computer-Aided Design, TCAD) et des caractérisations électriques et physiques sur ces composants. Cette thèse entre dans le cadre du projet européen IPCEI/Nano 2022 avec STMicroelectronics qui a pour objectif l'amélioration des performances des composants de puissance. Les travaux ont été divisés selon deux axes de travail. Le premier correspond aux simulations TCAD et dans ce cadre trois structures d'hétérojonction AlGaIn/GaN (HEMT Normally On, Normally-OFF et diode) ont été définies. Afin de mieux comprendre l'influence des phénomènes de piégeage sur les comportements électrique et physique des différents dispositifs, des pièges ont été ajoutés dans différentes régions et interfaces de la structure en variant la concentration de ceux-ci et l'énergie d'activation. Le deuxième axe concerne les caractérisations électriques et physiques. Des caractérisations électriques ont été mises en œuvre sur des diodes Schottky 650 V avec une hétérojonction AlGaIn/GaN, et différents types de stress ont été appliqués avec pour objectif d'étudier l'évolution de la résistance dynamique. Premièrement, les stress quasi-statique ont été réalisés, correspondant à un passage de l'état bloqué à l'état passant pour une tension en inverse élevée. Deuxièmement, des commutations dures ont été appliquées avec un nouveau banc de commutation qui est le « Double Source Test ». Cela a été utilisé comme un stress dynamique. Finalement, un test de robustesse a été réalisé sur ces diodes qui vise à appliquer des surcharges en courant afin d'observer l'évolution des paramètres physiques des diodes après stress.

MOTS-CLÉS : Transistors et des diodes de puissance, électronique de puissance, matériaux à large bande interdite, transistors HEMT, gaz 2D, simulations TCAD, stress quasi-statique, commutations dures, surcharges en courant.

Laboratoire (s) de recherche : Ampère, CNRS UMR 5005

Directeur de thèse : Dominique PLANSON

Président de jury : Frédéric MORANCHO

Composition du jury : Frédéric MORANCHO, Nathalie BATUT, Zoubir KHATIR, Dominique PLANSON, Hervé MOREL, Luong-Viet PHUNG