

Impact des effets de pièges sur la dynamique grand signal des transistors à effet de champ sur Nitrure de Gallium

¹ Raymond Quéré, Tibault Reveyrand¹, Philippe Bouysse¹, Poornakhartik Nakala¹, Audrey Martin¹, Olivier Jardel², Jean Michel Nébus¹, Eric Bergeault³, Michel Campovecchio¹

¹ XLIM, CNRS-Université de Limoges 123 Av. A. Thomas 87060 Limoges

² III-V Lab

³ Telecom Paris Tech,

Raymond.quere@xlim.fr : correspondant principal

Résumé

L'impact des pièges sur le fonctionnement des transistors à effet de champ à haute mobilité électronique (HEMT) à base de Nitrure de Gallium (GaN) est examiné du point de vue des réponses du transistor à des excitations en grand signal de type impulsif ou d'intermodulation. On montre que ces effets se manifestent principalement sur la dynamique du courant moyen fourni par l'alimentation.

1. Introduction

La technologie de transistors à haute mobilité électronique (HEMT) à base de Nitrure de Gallium (GaN) est très prometteuse pour les applications de défense et spatiales mais aussi pour les amplificateurs des stations de base. Leurs propriétés exceptionnelles en termes de tension de claquage, de fréquence de coupure et de fonctionnement à haute température constituent une rupture pour le développement de nouveaux amplificateurs de puissance à l'état solide pour les Radars ou les systèmes de télécommunications. Dans tous les cas les amplificateurs sont attaqués par des signaux modulés ; par des impulsions dans le cas des signaux radar et par des modulations complexes dans le cas des signaux de télécommunications. Il est dès lors nécessaire d'investiguer le comportement dynamique des effets parasites tels que les pièges ou la thermique pour évaluer leur impact sur les caractéristiques des signaux de sortie.

Pour ce faire il convient d'utiliser des techniques de caractérisation sophistiquées à même de mettre en évidence l'impact de ces effets parasites sur le fonctionnement grand signal des transistors.

2. Caractérisation des effets parasites

2.a. Effets parasites dans les HEMTs GaN

Les effets thermiques et de pièges dans les HEMTs AlGaIn/GaN ont été étudiés en détail depuis plusieurs années. Nombre de techniques de mesure ont été développées comme la méthode "Deep Level Transient Spectroscopy (DLTS)" [1] ou la mesure impulsionnelle des caractéristiques courant-tension [2]. Dans le même

temps de nombreux auteurs se sont intéressés à l'analyse physique de ces phénomènes [3-5] et ont mis en évidence le caractère fortement non linéaire du processus de piégeage, dépiégeage des porteurs dans un composant. Ce caractère non linéaire résulte de la forte dissymétrie des constantes de temps de capture et d'émission d'électrons par les pièges [6-7] qui doit être prise en compte dans les modèles électriques pour traduire correctement la forme des signaux observés. Un modèle utilisable en CAO a été proposé [14] qui met en évidence l'influence des effets de pièges sur le courant moyen d'un amplificateur en bande X. Néanmoins le modèle proposé a été validé uniquement en fonctionnement CW. L'objet de la présente communication est d'investiguer le comportement des transistors en régime RF modulé.

2.b. Bancs de mesure utilisés

Pour mener à bien la caractérisation en grand signal, différents types de mesure sont nécessaires pour compléter les mesures classiques I-V impulsionnelles, paramètres [S] RF et load-pull. Il est notamment utile de réaliser des caractérisations temporelles load-pull en régime impulsif à l'aide d'un LSNA [9], ou des caractérisations load-pull d'enveloppe [10] pour des signaux modulés. Enfin l'identification des constantes de temps mises en œuvre peut être réalisée à l'aide d'un banc de paramètres [S] basse fréquence [11].

3. Résultats, interprétation

3.a. Mesures RF impulsionnelles

A la figure-1 on a représenté l'allure du courant de drain d'un transistor AlGaIn/GaN mesuré lors de l'application d'une impulsion de puissance RF. La polarisation du transistor est effectuée en DC. On note que pour une puissance d'entrée de 10dBm le courant de drain présente un pic positif au début de l'impulsion et décroît avec une constante de temps qui est de l'ordre de quelques μ s. Cette décroissance est due à la capture des électrons injectés dans le buffer par les pièges. Cette capture est d'autant plus importante que l'excursion en tension de drain, donc de la puissance est plus élevée. A la coupure du signal RF le courant de drain ne revient pas instantanément à sa valeur de repos mais présente un

transitoire qui correspond à la réémission des électrons capturés par les pièges. On remarque que le minimum du courant ne dépend pas de la largeur de l'impulsion, ce qui serait le cas si l'origine du phénomène était thermique. Suivant les rapports cycliques et/ou les récurrences d'impulsion on peut donc observer des dérives du courant moyen qui peut être préjudiciable à la stabilité de phase et d'amplitude dans les impulsions radar.

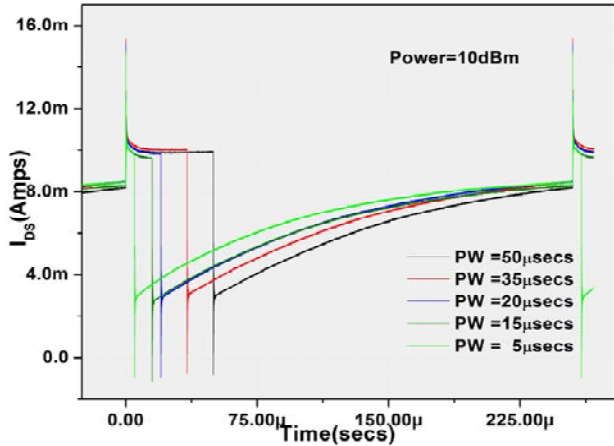


Figure 1. Forme d'onde du courant moyen de drain d'un transistor AlGaIn/GaN ($2 \times 50 \times 0.25 \mu\text{m}^2$) pour différentes largeurs d'impulsion RF.

3.b. Interprétation du phénomène

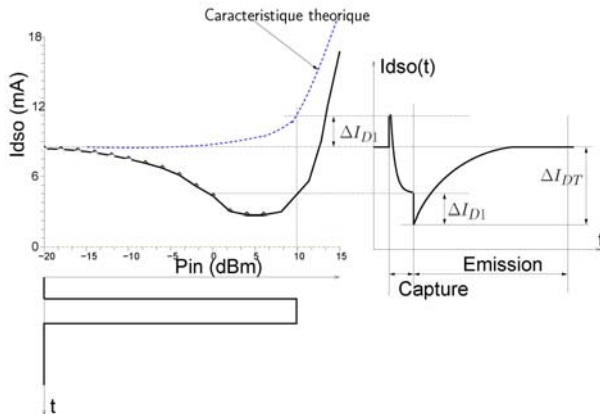


Figure 2. Explication des signaux observés en régime impulsif en RF

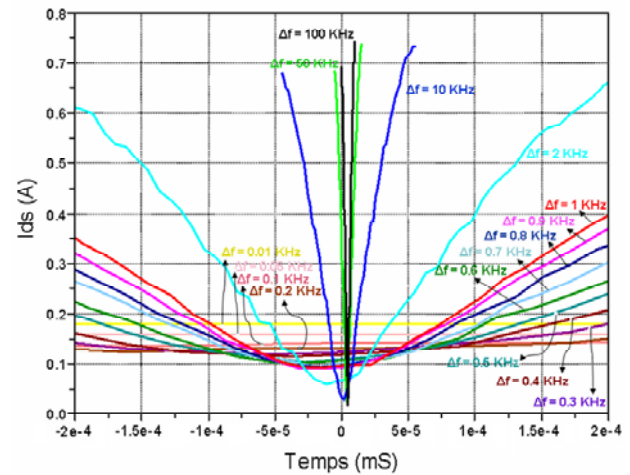
Le phénomène observé peut s'expliquer de la façon suivante. A la figure-2 on a représenté la caractéristique du courant moyen fourni à un transistor fonctionnant en classe AB. Pour cette classe de fonctionnement le courant moyen dans le transistor devrait augmenter en même temps que la puissance d'entrée – caractéristique théorique indiquée en traits discontinus à la figure 2. En fait, lorsque le phénomène de piège est présent, lorsque la puissance augmente, le nombre d'électrons piégés dans le « buffer » augmente provoquant de fait une décroissance du courant moyen, comme indiqué sur la caractéristique en trait plein de la figure 2. Puis il augmente par effet de saturation non linéaire conforme au fonctionnement de la classe AB.

Lorsqu'on applique une impulsion RF au composant le courant augmente quasiment instantanément d'une valeur ΔI_{D1} égale à la différence entre le courant de repos et la valeur théorique qu'il aurait en l'absence de pièges. Puis le courant décroît au fur et à mesure de la capture des électrons par les pièges de « buffer » pour atteindre une valeur essentiellement déterminée par l'amplitude de la tension V_{ds} appliquée au transistor.

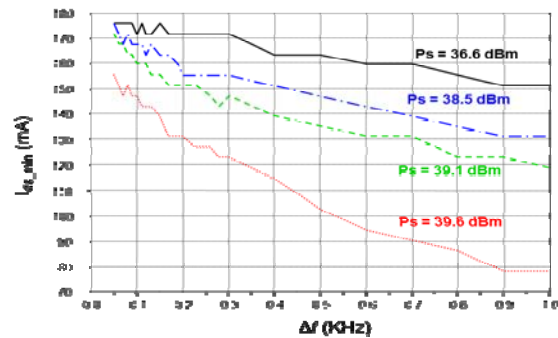
A l'extinction de l'impulsion RF, le nombre de pièges ionisés ne peut varier instantanément, seule la composante du courant due à l'effet non linéaire en classe AB disparaît instantanément provoquant un pic négatif d'amplitude ΔI_{D1} . Puis la phase de réémission des électrons piégés commence provoquant le retour du courant moyen à sa valeur de repos.

3.c. Mesures en intermodulation

Le phénomène de piégeage en régime d'intermodulation se manifeste également sur le courant moyen de drain. La mise en évidence de cette dynamique a été réalisée par la mesure des caractéristiques d'un amplificateur GaN de 10W fonctionnant à la fréquence porteuse de 3.6 GHz. La différence de fréquence entre les deux tons est variable de 10Hz à 100KHz.



a)



b)

Figure 3 Mesure du courant de drain pour une excitation bi-porteuse sur un amplificateur GaN 10W Cree (CGH40010F-TB). a) forme temporelle du courant moyen ; b) Valeur du minimum de courant en fonction de Δf et de la puissance de sortie

La mesure du courant de drain pour les différentes différences de fréquence fait apparaître une décroissance du minimum de courant lorsque la différence de fréquence augmente. A la figure 3-a on a représenté la forme temporelle du courant moyen dans le transistor pour une puissance d'entrée constante à différents écarts de fréquence Δf . En l'absence de signal RF le transistor est polarisé en classe AB profonde à un courant de drain de 180mA. En l'absence de pièges le courant moyen devrait retrouver sa valeur de repos lorsque l'enveloppe du signal RF est nulle. Cela est bien vérifié pour des valeurs très faibles de l'écart de fréquence, cependant lorsque cet écart augmente le courant minimum chute en dessous de sa valeur de repos. Tout se passe alors comme si le transistor passait dynamiquement de la classe AB à la classe B. A la figure 3-b la valeur minimum du courant est tracée en fonction de l'écart de fréquence pour différentes puissances de sortie. On note que la décroissance du courant en fonction de la fréquence est d'autant plus importante que la puissance de sortie est élevée donc que la tension V_{DS} est de forte amplitude.

3.d. Interprétation

On peut interpréter les résultats mesurés à partir du schéma de la figure-4, où on a représenté la charge accumulée par les pièges de « buffer » au cours du temps dans les cas où la période de modulation $T_{modulation} = 1/\Delta f$ de l'enveloppe du signal RF bi-porteuses est très inférieure ou du même ordre de grandeur que la constante de temps d'émission des pièges. En effet la dissymétrie des phénomènes de capture et d'émission des électrons piégés se traduit par une accumulation du nombre de pièges ionisés lorsque l'enveloppe du signal RF croît. Si la constante de temps de réémission est très supérieure à la période de modulation, comme illustré à la figure 4-a, la charge due aux pièges est approximativement proportionnelle à la valeur maximum de la tension V_{DS} comme c'est le cas en régime CW mono porteuse [8]. Dans ce cas, lorsque la valeur de l'enveloppe du signal RF est nulle, le courant moyen de drain ne retrouve pas la valeur de repos qu'il aurait en l'absence de pièges, mais une valeur d'autant plus basse que le nombre de pièges ionisés est important- c'est-à-dire que la puissance de sortie est importante comme indiqué à la figure 3-b.

En revanche si la période de modulation est du même ordre de grandeur que la constante d'émission, la charge accumulée par les pièges ionisés suit l'enveloppe du signal RF –fig 4-b. Dans ce cas le courant moyen de drain retrouve sa valeur de repos lorsque la puissance RF est nulle à l'entrée du composant.

On constate ainsi que le comportement de l'amplificateur en régime de signaux complexes est sérieusement impacté par la dynamique lente des pièges. Cela se traduit par des effets de mémoire lente dont il faudra tenir compte dans la conception des linéariseurs pour les équipements de télécommunications. La conception de ces éléments doit être facilitée par l'obtention de modèles non linéaires prenant en compte ces phénomènes de dynamique lente au même titre que les phénomènes thermiques. Cependant la détermination de

ces modèles non linéaires nécessite de pouvoir caractériser finement les phénomènes parasites en basse fréquence.

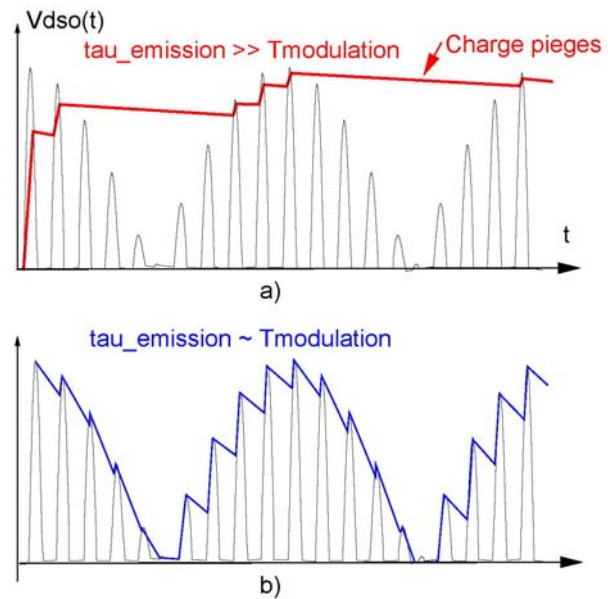


Figure 4 : Interprétation du phénomène de piégeage en régime bi-porteuse.

4. Identification des constantes de temps

Afin d'identifier les effets dispersifs des pièges et de quantifier les constantes de temps mises en jeu dans les régimes grand signal décrits précédemment, on a mis en œuvre une technique de caractérisation basée sur la mesure des paramètres [S] du transistor en basse fréquence. Le banc développé dans le laboratoire est représenté à la figure-5. Il combine deux bandes de fréquence qui permettent la mesure des paramètres [S] de 5Hz à 40GHz. Les mesures sont effectuées sur plaque à l'aide d'un mandrin réglable en température de -65°C à 200°C .

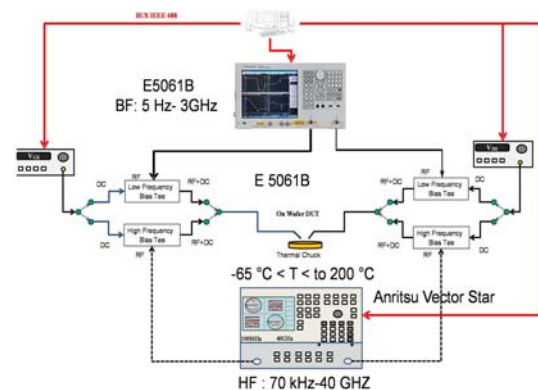


Figure 5 : Banc de caractérisation Basse Fréquence

Ce banc permet la caractérisation des paramètres [S] dans la bande 10Hz-40GHz d'où il est possible d'extraire les parties réelle et imaginaire de l'admittance de sortie du transistor. Ces mesures sont représentées à la figure 6 pour diverses polarisations de drain. On note la

caractéristique typique de la conductance de drain en présence de pièges qui augmente depuis sa valeur en basse fréquence jusqu'à la valeur obtenue en RF. On constate par ailleurs que la fréquence de transition dépend fortement de la tension de polarisation V_{DS} . Cette dépendance est attribuée à la stimulation de la réémission des électrons par le champ électrique qui constitue l'effet Poole-Frenkel [4]. On note aussi que la partie imaginaire de Y_{22} présente un maximum dont la fréquence dépend fortement de la température. La mesure de ce maximum en fonction de la température fournit un diagramme d'Arrhénius et permet d'identifier les niveaux d'activation des pièges.

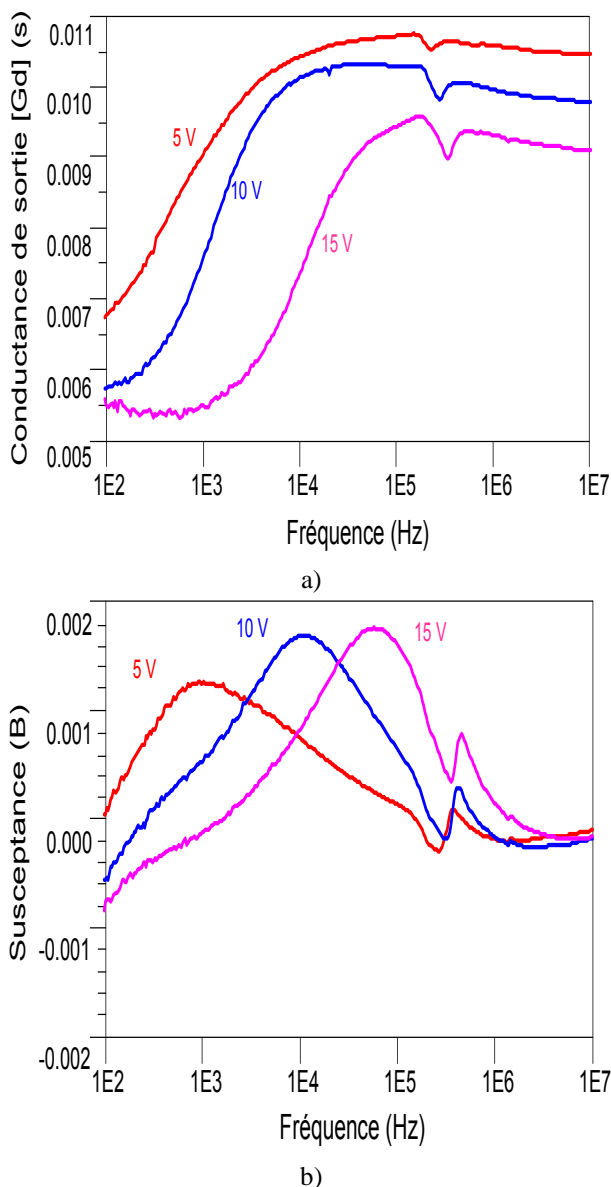


Figure 6 : Admittance de sortie mesurée pour un transistor AlInN/GaN de développement de grille ($8 \times 75 \times 0,25 \mu\text{m}^2$). a) conductance de sortie, b) susceptance de sortie

La caractérisation BF des transistors fournit de précieux renseignements pour l'élaboration d'un modèle grand signal tel que celui décrit dans [12]. Cependant il demeure très difficile d'aboutir à une description

complète et cohérente de tous les impacts des effets parasites sur les caractéristiques RF grand signal.

5. Conclusion

Les mesures présentées dans cette communication illustrent l'impact des effets de pièges sur le comportement dynamique grand signal des transistors GaN. Il sera nécessaire de prendre en compte, au travers de modèles non linéaires, cette dynamique pour la conception d'amplificateurs de puissance pour les radars et les télécommunications.

6. Remerciements

Ce travail a été réalisé en partie dans le cadre du projet FP7 n° 242394 AlInWON au sein du laboratoire commun MITIC entre III-V Lab et XLIM

7. Bibliographie

- [1] D. V. Lang, "Deep-level transient spectroscopy: A new method to characterize traps in semiconductors," *Journal of Applied Physics*, vol. 45, pp. 3023-3032, 1974.
- [2] C. Charbonniaud, & Al "Time-domain pulsed large-signal non-linear characterization of microwave transistors," in *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, 2003, pp. 241-244 Vol.1.
- [3] P. C. Canfield, & Al, "Modeling of frequency and temperature effects in GaAs MESFETs," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 25, pp. 299-306, 1990.
- [4] O. Mitrofanov and M. Manfra, "Mechanisms of Gate-lag in GaN/AlGaIn/GaN High Electron Mobility Transistors," *Superlattices and Microstructures*, vol. 34, pp. 33-53, 2003.
- [5] L. L. Peng, P. C. Canfield, and D. J. Allstot, "Trap effects in p-channel GaAs MESFETs," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 39, pp. 2444-2451, 1992.
- [6] K. Kunihiro and Y. Ohno, "A large-signal equivalent circuit model for substrate-induced drain-lag phenomena in HJFETs," *Electron Devices, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 1336-1342, 1996.
- [7] Z. Ouarch, & Al "Measurement based nonlinear electrothermal modeling of GaAs FET with dynamical trapping effects," in *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, 1998, pp. 599-602 vol.2.
- [8] O. Jardel, & Al "An electrothermal model for AlGaIn/GaN power HEMTs including trapping effects to improve large-signal simulation results on high VSWR," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, pp. 2660-2669, Décembre 2007
- [9] F. De Groote & Al , "Introduction to measurements for power transistor characterization," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 9, pp. 70-85, 2008.
- [10] M. Saad El Dine & Al "A Measurement Set-up and Methodology Combining Dynamic Biasing and Baseband Predistorsion for High Efficiency and Linear Amplifier Design," in *IEEE International Microwave Symposium*, Anaheim, California, USA, 2010, pp. 1070-1073.
- [11] A. El Rafei, & Al, "DC (10 Hz) to RF (40 GHz) output conduction extraction by S-parameters measurements for in-depth characterization of AlInN/GaN HEMTs, focusing on low frequency dispersion effects," in *European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC)*, 2011, pp. 5-8.
- [12] O. Jardel, S. Laurent, T. Reveyard, R. Quéré, P. Nakkala, A. Martin, S. Piotrowicz, M. Campovecchio, S. L. Delage, "Modeling of Trap Induced Dispersion of Large Signal Dynamic Characteristics of GaN HEMTs," in *IEEE International Microwave Symposium*, Seattle, USA, 2013