



HAL
open science

Caractérisation et modélisation non-linéaire du HEMT AlN/GaN sur substrat silicium et validation par mesure Load-Pull

Ahmad Al Hajjar, Julien Couvidat, Jean-Christophe Nallatamby, Raymond
Quéré, F Medjdoub

► **To cite this version:**

Ahmad Al Hajjar, Julien Couvidat, Jean-Christophe Nallatamby, Raymond Quéré, F Medjdoub. Caractérisation et modélisation non-linéaire du HEMT AlN/GaN sur substrat silicium et validation par mesure Load-Pull. 20èmes Journées Nationales Microondes, May 2017, Saint-Malo, France. hal-01661775

HAL Id: hal-01661775

<https://hal.science/hal-01661775>

Submitted on 12 Dec 2017

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.

Caractérisation et modélisation non-linéaire du HEMT AlN/GaN sur substrat silicium et validation par mesure Load-Pull.

Ahmad AL HAJJAR¹, Julien COUVIDAT¹, Jean-Christophe NALLATAMBY¹, Raymond QUERE¹, Farid MEDJDOUB²

¹Univ.limoges,CNRS,Xlim,UMR 7252,F-19100,Brive

²IEMN-CNRS, Avenue Henri Poincaré,59652 Villeneuve d'Ascq

Ahmad.al-hajjari@unilim.fr

Résumé – Cet article décrit la caractérisation et la modélisation grand-signal d'un transistor HEMT AlN/GaN sur substrat silicium de développement 2x50 µm avec une longueur de grille ultra courte du laboratoire IEMN de Lille. Ce composant a été optimisé pour la conception de circuits analogiques haute fréquence. Les différentes étapes de caractérisation et de modélisation sont présentées ainsi que la validation du modèle grand-signal en comparant les résultats de simulations avec des mesures Load-Pull. Le modèle employé prend en compte les effets de pièges, il est validé par comparaison avec des mesures qui mettent en évidence leurs effets.

1. Introduction

La technologie à base de GaN sur silicium souffre généralement de pertes RF élevées. Elles proviennent de la diffusion du Gallium à l'interface entre les couches tampons et le substrat de silicium. L'optimisation de cette interface a permis d'obtenir des pertes à l'état de l'art inférieur à 0.5dB/mm jusqu'à 100 GHz sur une ligne de transmission de 1 mm. Les performances en fréquence sont relativement satisfaisantes avec une fréquence de coupure du gain en courant f_T et de gain en tension f_{max} de 80 GHz et au-delà de 100 GHz respectivement.

L'objectif de ce travail est de présenter la modélisation non-linéaire de ce type de transistor et la validation de ce modèle par des mesures Load-Pull en vue d'une conception d'un oscillateur et d'un amplificateur de puissance.

Dans cette étude, les simulations sont réalisées avec le logiciel Advanced Design System. Les mesures sont réalisées sur un transistor AlN/GaN 2x50µm avec une longueur de grille de 0.15 µm et sont comparées aux résultats de simulation du modèle que nous avons développé. La deuxième partie de ce papier s'intéresse à la modélisation statique du transistor par une comparaison entre les réseaux I(V) simulés et mesurés. En troisième partie, nous réalisons la modélisation en régime petit

signal, en comparant les paramètres [S] basse fréquence (BF) et haute fréquence (HF) simulés à ceux mesurés. Dans la quatrième partie, nous présentons les méthodes de caractérisation des effets de pièges utilisées afin de valider les résultats du modèle de piège présent dans la source de courant, qui a été préalablement ajustée à notre transistor. Enfin, dans la cinquième partie, nous validons notre modèle grand-signal en comparant les résultats de mesure load-pull avec les résultats de simulation.

2. Caractérisation et modélisation du réseau $I_{ds}(V_{ds})$

Dans le but de mieux comprendre le comportement du transistor, deux types de mesure de réseau I(V) sont réalisées. Premièrement, nous réalisons des mesures continues en utilisant l'analyseur de paramètres semi-conducteur B1500A de Keysight. Cet appareil nous permet de mesurer les courants et tensions de drain et de grille, ainsi que de calculer et tracer la transconductance (gm). Deuxièmement, nous effectuons des mesures I(V) impulsives au point de repos $\{V_{gs0}=0V ; V_{ds0}=0V\}$, afin d'avoir un réseau I(V) sans effet de piège. Ensuite, nous réalisons deux configurations de mesures afin de discerner les effets de gate-lag $\{V_{gs0}=-5V ; V_{ds0}=0V\}$ et drain-lag $\{V_{gs0}=-5V ; V_{ds0}=10V\}$ pour quantifier l'impact des pièges sur le réseau I(V). Une fois ces mesures effectuées, nous modélisons la source de courant de notre modèle, appartenant au modèle GAMM [2], développée au sein d'XLIM, et qui prend en compte les effets de drain-lag et gate-lag.

Nous commençons la modélisation de la source de courant au point de repos ($V_{gs0}=0V, V_{ds0}=0V$) sans tenir compte des effets drain-lag et gate-lag. Cette étape nous permet de déterminer les valeurs des résistances de source (R_s) et de drain (R_d) grâce à la résistance R_{on} du réseau I(V) mesuré en impulsif.

La Figure 1 représente une comparaison entre les résultats de mesure et de simulation du réseau I(V) de sortie du

transistor AlN/GaN considéré. La droite de charge fictive, qui rejoint les différents points de polarisation de nos conceptions (VCO, PA) est tracée en noir. L'extraction des capacités non-linéaires C_{gs} et C_{gd} est faite le long du cycle de charge.

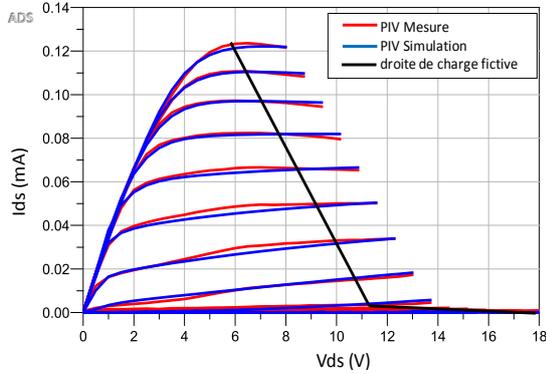


Figure 1. Comparaison $I_{ds}(V_{ds})$ pour V_{ds} allant de 0V à 18V par pas de 0.5V et V_{gs} allant de -5V à 2V par pas de 0.5 V.

3. Caractérisation et modélisation des paramètres [S]

Nous avons effectué deux types de mesure de paramètres [S] multi-polarisation. Ces mesures de paramètres [S] sont répétées pour chaque point de polarisation du réseau $I_{ds}(V_{ds})$ présenté en Figure 1. Le premier type est la mesure de paramètres [S] BF réalisée en utilisant l'analyseur de réseau vectoriel E5061B de Keysight, qui peut couvrir une bande de fréquence allant de 3 Hz à 3 GHz. Le deuxième type est la mesure de paramètres [S] HF en utilisant l'appareil Wilton 360B qui couvre une gamme de fréquence allant de 40 MHz à 40 GHz. Les paramètres [S] BF nous permettent d'extraire en chaque point de polarisation le long du cycle de charge les valeurs des capacités C_{ds} , C_{gs} et C_{gd} à l'aide des équations ci-dessous [3] :

$$C_{gs} = \frac{\text{Im}(Y11) + \text{Im}(Y12)}{2\pi f} \quad (1)$$

$$C_{gd} = \frac{-\text{Im}(Y12)}{2\pi f} \quad (2)$$

$$C_{ds} = \frac{\text{Im}(Y22) + \text{Im}(Y12)}{2\pi f} \quad (3)$$

Ces trois capacités sont modélisées avec l'équation (4). La modélisation des capacités non-linéaires C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} est réalisée en ajustant les différents paramètres de l'équation (4) associée à chaque capacité. Cette fonction permet de décrire leurs variations respectives le long d'une droite de charge idéale (Figure 1).

$$C = C0 + \frac{C1+C2}{2} [1 + \tanh(A * (V + Vm))] - \frac{C2}{2} [1 + \tanh(B * (V + Vp))] + \frac{C3}{2} [1 + \tanh(C * (V + Vn))] \quad (4)$$

L'équation (4) dépend de 10 paramètres à optimiser pour chaque capacité non linéaire. Selon la capacité qui est modélisée, la variable V représente la tension V_{gs} , V_{gd} et V_{ds} associées respectivement à C_{gs} , C_{gd} et C_{ds} , respectivement.

Grâce à l'extraction des capacités non linéaires et à la modélisation de la source de courant, les paramètres intrinsèques sont dorénavant connus. L'extraction des paramètres extrinsèques (C_{pg} , C_{pd} , L_g , L_d , L_s) est réalisée à partir des mesures de paramètres [S] HF. Les valeurs de ces paramètres sont ajustées jusqu'à obtenir une bonne concordance entre les résultats de simulation et les mesures pour les points de polarisation se situant sur la droite de charge fictive mais aussi pour les autres points du réseau $I_{ds}(V_{ds})$. La Figure 2 montre une bonne concordance entre les résultats de mesure et de simulation de paramètres [S] HF pour un point de polarisation. Ceci vient valider le fonctionnement de notre modèle petit signal sur une large bande de fréquences.

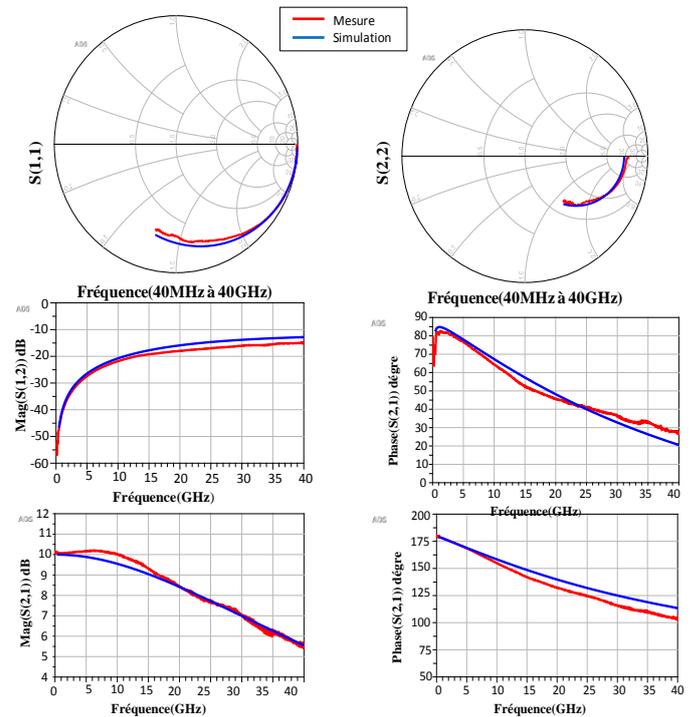


Figure 2. Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation à $V_{ds}=10V$ et $V_{gs}=-1V$ sur la bande de fréquence 40 MHz-40 GHz.

4. Modélisation des effets de pièges

Il existe plusieurs méthodes pour caractériser les effets de pièges dans le transistor HEMT GaN (mesure de bruit BF, Gate-Lag, Drain-Lag,...). Parmi elles, nous avons utilisé la méthode d'étude de la dispersion fréquentielle de l'admittance de sortie du transistor (partie imaginaire du paramètre Y_{22}) et la méthode I-DLTS, qui étudie le transitoire du courant de drain après avoir préalablement rempli les pièges.

4.a. Dispersion fréquentielle du paramètre Y_{22}

L'admittance de sortie en basse fréquence nous permet d'identifier les effets de pièges dans le domaine fréquentiel [4]. La mesure de l'admittance Y_{22} est réalisée par l'analyseur de réseaux vectoriel E5061b de chez Keysight dans la bande de fréquence allant de 100 Hz et 10 MHz et pour un point de polarisation dans $V_{gs}=-1V$, $V_{ds}=10V$ et $I_{ds}=33mA$.

A partir du modèle de piège existant dans le modèle de la source de courant GAMM, on ajuste les paramètres (comme la constante de capture ou la constante d'émission du piège modélisé) afin de d'obtenir la même résonance de la partie imaginaire de l'admittance basse fréquence qu'en mesure. La modification de ces paramètres ne doit pas influencer sur les caractéristiques statiques et les paramètres [S] HF préalablement modélisés.

La Figure 2 montre une bonne concordance entre les résultats de mesure et de simulation de la partie imaginaire de l'admittance de sortie du transistor. Cette mesure révèle une première « fréquence d'émission » du piège autour de 2kHz et une seconde autour de 600kHz.

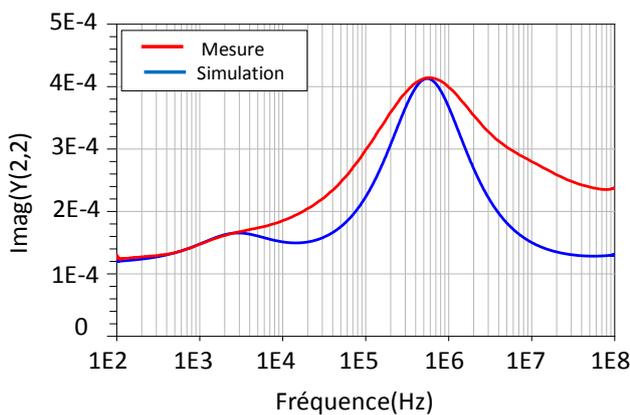


Figure 3. Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation de la partie imaginaire du paramètre Y_{22} à $V_{ds}=10V$ et $V_{gs}=-1V$.

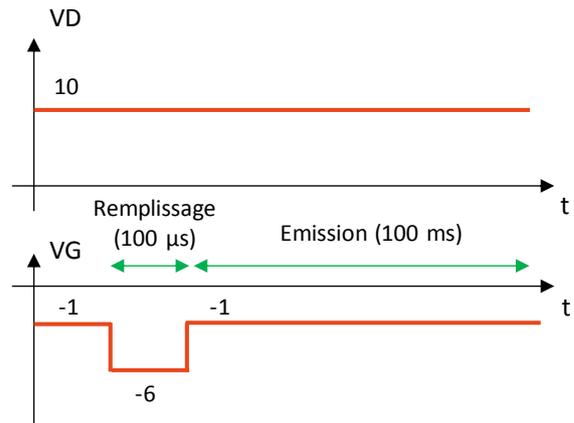


Figure 4. Chronogramme des signaux employé pour la méthode de caractérisation des pièges I-DLTS.

4.b. Caractérisation I-DLTS

La seconde méthode utilisée est la I-DLTS (I-Deep Level Transient Spectroscopy), elle permet de caractériser les pièges dans le domaine temporel [5].

Cette méthode consiste à étudier la variation de courant de drain d'un HEMT en transitoire à l'état ON (appelé temps d'émission) immédiatement après l'application d'une tension à une tension de piégeage à l'état OFF (appelée impulsion de remplissage). Les mesures sont effectuées à l'aide de l'analyseur de courant Keysight CX3324. La tension de drain est maintenue constante à 10V tandis que la tension de grille est fixée à -6V pendant une impulsion de remplissage de 100 µs. Puis, V_{gs} est pulsé à -1V pour dépincher le transistor et libérer les charges piégées dans le canal. L'intégralité de la séquence des signaux est donnée en Figure 4, la mesure du courant de drain du transistor commence lorsque la tension V_g passe de -6V à -1V. La mesure temporelle du courant de drain pendant un temps d'émission de 100 ms montre un état transitoire dans lequel le courant de drain prend plusieurs millisecondes pour recouvrer sa valeur d'état établi. Le modèle de piège développé dans la source de courant GAMM permet de reproduire cet état transitoire. Dans la Figure 5, la comparaison entre la mesure transitoire et la simulation temporelle est donnée. La décroissance du courant observée sur la mesure entre 10 ms et 50 ms est due à la tension de grille du transistor qui décroît durant cet intervalle (générateur non-idéal).

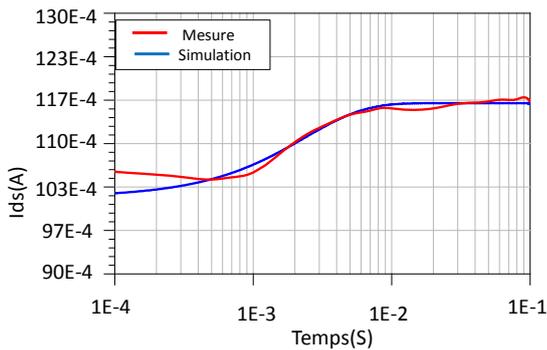


Figure 5. Comparaison entre les résultats de mesure et de simulation transitoire du courant de courant. Vgs est pulsé de -6V à -1V tandis que la tension de drain est maintenue à 10V.

5. Mesures et simulations load-pull

Dans le but de valider notre modèle grand-signal, nous avons réalisé des mesures load-pull. Le banc de caractérisation load-pull est constitué d'un générateur de signaux Anritsu MG 3694B (8 KHz-40 GHz), d'un analyseur de réseau large-signal (LSNA) et de deux tuners. Le premier tuner est connecté sur l'entrée du dispositif sous test (DUT) afin de contrôler l'impédance de source à la fréquence fondamentale (f_0). Le deuxième tuner connecté sur la sortie du DUT, permet de faire varier l'impédance de charge à (f_0), au second harmonique ($2f_0$) et au troisième harmonique ($3f_0$). Ces deux tuners sont reliés à deux coupleurs afin de mesurer les ondes incidentes et réfléchies avec le LSNA.

Les comparaisons de mesures et de simulations du gain, de la puissance de sortie et du rendement en puissance ajoutée (PAE) en fonction de la puissance d'entrée pour un point de polarisation sont présentées en Figure 6. On constate que les résultats de mesure et de simulation sont en accord. On trouve une puissance saturée de 22 dBm correspondant à une PAE de 27% et un gain de 18 dB, sur une impédance de charge valant 77-7j Ohm à f_0 et 50 Ohm aux harmoniques. La PAE mesurée n'est pas optimale car l'impédance choisie ne permet pas d'obtenir la PAE maximale du transistor étudié.

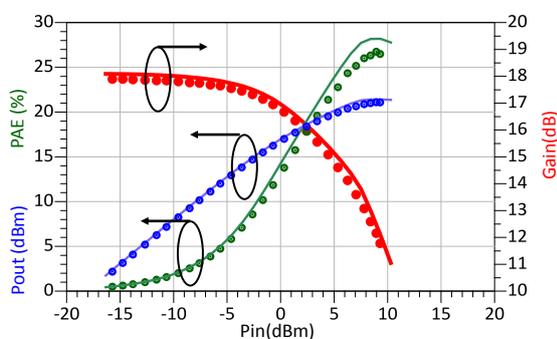


Figure 6. Comparaison entre les résultats de mesure (symboles) et de simulation (lignes) Load Pull à $V_{ds}=10V$ et $V_{gs}=-1V$ à 10 GHz ($I_{ds}=33$ mA, $V_{ds}=10$ V)

6. Conclusion

En résumé, nous avons réalisé un nouveau modèle large signal pour le transistor AlN/GaN du laboratoire IEMN. Ce modèle présente de bons résultats sur toutes les comparaisons réalisées : $I_{ds}(V_{ds})$, paramètres [S] basse fréquence et haute fréquence.

Des mesures Load-Pull et transitoire de courant ont permis de valider la modélisation grand-signal ainsi que la prise en compte des phénomènes dus aux effets de pièges.

Ce travail a été réalisé dans le cadre du projet ANR-ASTRID CROCUS.

Références

- [1] F. Medjdoub et a. al, «Record combination of power-gain cut-off frequency and three-terminal breakdown voltage for GaN-on-silicon devices,» *Appl. Phys. Express* 6, 2013.
- [2] O. Jardel et a. al, «An Electrothermal Model for AlGaIn/GaN Power HEMTs Including Trapping Effects to Improve Large-Signal Simulation Results on High VSWR,» *IEEE trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 55 , n° 112, pp. 2660-2669, december 2007.
- [3] S. Forestier, «A New Nonlinear Capacitance Model of Millimeter Wave Power PHEMT for Accurate AM/AM-AM/PM Wave Power PHEMT for Accurate AM/AM-AM/PM,» *IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS*, vol. 14, pp. 43-45, 1 JANUARY 2004.
- [4] C. Potier, A. Martin, M. Campovecchio, S. Laurent, R. Quere, J. C. Jacquet, O. Jardel, S. Piotrowicz et S. Delage, «Trap characterization of microwave GaN HEMTs based on frequency dispersion of the output-admittance,» chez *European Microwave Integrated Circuit Conference*, 2014 .
- [5] D. Bisi, M. Meneghini, C. De Santi, A. Chini, M. Dammann, P. Brckner, M. Mikulla, G. Meneghesso et E. Zanoni, «Deep-level characterization in gan hemts-part i: Advantages and limitations of drain current transient measurements,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 60, p. 3166-3175, October 2013.