



**HAL**  
open science

## Modélisation Large Bande de la Dispersion Fréquentielle de la Conductance de sortie et de la Transconductance dans les HEMTs AlInN/GaN

Séraphin Dieudonné Nsele, Laurent Escotte, Jean-Guy Tartarin, Stéphane  
Piotrowicz, Sylvain L. Delage

► **To cite this version:**

Séraphin Dieudonné Nsele, Laurent Escotte, Jean-Guy Tartarin, Stéphane Piotrowicz, Sylvain L. Delage. Modélisation Large Bande de la Dispersion Fréquentielle de la Conductance de sortie et de la Transconductance dans les HEMTs AlInN/GaN. Journées Nationales Microondes, May 2013, Paris, France. pp.Id263. hal-00860965

**HAL Id: hal-00860965**

**<https://hal.science/hal-00860965v1>**

Submitted on 11 Sep 2013

**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.

# Modélisation Large Bande de la Dispersion Fréquentielle de la Conductance de sortie et de la Transconductance dans les HEMTs AlInN/GaN

Seraphin Dieudonne Nsele<sup>1</sup>, Laurent Escotte<sup>1</sup>, Jean Guy Tartarin<sup>1</sup>, Stéphane Piotrowicz<sup>2</sup>, Sylvain L. Delage<sup>2</sup>

<sup>1</sup>LAAS-CNRS et Université de Toulouse (UPS), Avenue du Colonel Roche, 31400 Toulouse

<sup>2</sup>III-V Lab, Route de Nozay, 91460 Marcoussis  
sdnsele@laas.fr : correspondant principal

## Résumé

Un modèle large bande de la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie et de la transconductance dans les HEMTs AlInN/GaN est présenté dans cet article. Ce modèle prend en compte tous les types de dispersion jusqu'aux fréquences micro-ondes ainsi que le caractère distribué des constantes de temps des pièges à l'origine de ces dispersions. Il a été validé en comparant les résultats de modélisation aux paramètres expérimentaux pour plusieurs conditions de polarisation.

## 1. Introduction

Aujourd'hui, les transistors à haute mobilité électronique (HEMTs) basés sur l'hétérojonction AlInN/GaN avec environ 17% d'indium, sont une solution prometteuse pour des applications de puissance en haute fréquence [1]. Cependant, comme les composants AlGaIn/GaN [2], cette technologie souffre de phénomènes de piégeage, aussi bien en surface et aux interfaces que dans la couche tampon. Nous avons observé expérimentalement une dispersion fréquentielle positive de la conductance de sortie (celle-ci augmente avec la fréquence) dans la bande 100 kHz-4 GHz. Le comportement de la transconductance est plus complexe car la dispersion observée peut être positive ou négative ou les deux à la fois dans des gammes de fréquences différentes. Les origines de la dispersion positive de la conductance de sortie et de la transconductance sont généralement attribuées aux états d'interface et aux pièges dans les différentes couches. Les origines de la dispersion négative de la transconductance, qui apparaît en général aux hautes fréquences, sont souvent attribuées aux états de surface [3]- [6].

La modélisation étant une étape importante pour la conception d'un circuit, il est donc nécessaire de prendre en compte ces effets de dispersion. De nombreux modèles traduisant les effets de pièges à partir de cellules R-C et/ou incluant des sources de courant parasite ont été développés par plusieurs auteurs [7], [8]. Le caractère large bande de la dispersion fréquentielle observée dans les transistors nous a conduit à développer des expressions analytiques qui prennent en compte la nature distribuée des constantes de temps associées aux mécanismes de piégeage dans ces composants. Ces expressions permettent de modéliser aussi bien la dispersion positive de la conductance de sortie et de la

transconductance que la dispersion négative de la transconductance sur une large gamme de fréquences. Ce modèle a été validé pour plusieurs conditions de polarisation.

## 2. Composants étudiés

Les composants étudiés sont des transistors à haute mobilité électronique composés d'une couche tampon (*buffer*) de GaN de 1.7  $\mu\text{m}$  d'épaisseur suivi d'une couche d'espacement (*spacer*) en AlN de 1 nm et d'une couche de 11.5 nm en AlInN non dopée avec 18.7% d'Indium. La surface des composants est passivée avec une couche de 250 nm de  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . Le tout est déposé sur un substrat de SiC. La longueur de grille est de 0.25  $\mu\text{m}$  avec une largeur totale de 150  $\mu\text{m}$ . Des informations supplémentaires sur les étapes de fabrication peuvent être trouvées dans [9].

La Figure 1 montre une coupe transversale d'un composant AlInN/GaN HEMT étudié.

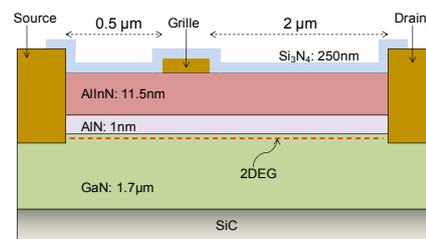


Figure 1: Coupe transversale du HEMT AlInN/GaN (0.25  $\mu\text{m}$  de longueur de grille).

## 3. Modélisation

### 3.a. Modèle avec un piège

La Figure 2 montre le schéma électrique intrinsèque simplifié de la sortie du transistor incluant la présence d'un piège proposé par Golio *et al.* [8]. Le piège est décrit par une source de courant ( $g_{m0}$ ) commandée par  $V_x$  associée à  $g_0$  et  $C_0$ . La différence principale de ce modèle par rapport à celui présenté dans [8] concerne la tension  $V_x$ . Celle-ci peut être, soit la tension drain-grille ( $V_{dg}$ ) pour une dispersion négative de la transconductance, soit la tension grille-source ( $V_{gs}$ ) pour une dispersion positive. Dans chaque cas, les paramètres  $Y$  sont donnés par :

$$\text{Cas 1 : } V_x = V_{gs}$$

$$Y_{21} = g_m + (g_{m0} / g_0) Y_0 \quad (1)$$

$$Y_{22} = g_d + Y_0 \quad (2)$$

Cas 2 :  $V_x = V_{dg}$

$$Y_{21} = g_m - (g_{m0} / g_0) Y_0 \quad (3)$$

$$Y_{22} = g_d + (1 + g_{m0} / g_0) Y_0 \quad (4)$$

L'admittance  $Y_0(\omega, \tau)$  du circuit série  $g_0$ - $C_0$  est donnée par :

$$Y_0(\omega, \tau) = \frac{g_0(\omega^2 \tau^2 + j\omega\tau)}{(1 + \omega^2 \tau^2)} \quad (5)$$

$\tau = C_0/g_0$  est la constante de temps associée au piège. Pour prendre en compte, le caractère large bande de la dispersion observée, plusieurs cellules peuvent être placées en parallèle. Pour certains points de polarisation, 9 cellules doivent être utilisées, ce qui complique la modélisation. Une solution pour réduire le nombre de paramètres et pour lisser la réponse fréquentielle du modèle revient à considérer un nombre plus réduit de pièges avec des constantes de temps distribuées entre deux valeurs discrètes.

### 3.b. Modèle avec un processus distribué de pièges

De manière équivalente à celle proposée par McWorther pour expliquer le bruit en  $1/f$  par la présence d'un continuum de pièges [10], l'admittance  $Y_0(\omega, \tau)$  est intégrée en supposant une distribution uniforme des pièges entre  $\tau_0$  et  $\tau_1$ .

$$Y_{0d} = \int_{\tau_0}^{\tau_1} Y_0(\omega, \tau) \frac{d\tau / \tau}{Ln(\tau_1 / \tau_0)} = G_{0d} + jB_{0d} \quad (6)$$

$$G_{0d} = \frac{g_0}{2} \frac{1}{Ln(\tau_1 / \tau_0)} Ln\left(\frac{1 + (\omega\tau_1)^2}{1 + (\omega\tau_0)^2}\right) \quad (7)$$

$$B_{0d} = \frac{g_0}{Ln(\tau_1 / \tau_0)} [Arctg(\omega\tau_1) - Arctg(\omega\tau_0)] \quad (8)$$

La distribution uniforme des constantes de temps peut être attribuée à l'interaction de porteurs par effet Tunnel avec des pièges distribués spatialement à l'interface de deux matériaux, à des niveaux d'énergie distribués dans la bande interdite ou encore à l'interaction des porteurs avec des phonons [11].

La Figure 3 montre le schéma intrinsèque simplifié incluant la nature distribuée des constantes de temps des pièges. La transconductance  $g_{mp}$  est donnée par :

$$g_{mp} = (g_{m0} / g_0) Y_{0d} \quad (9)$$

La Figure 4 présente le schéma électrique petit signal plus complet dans lequel a été inclus le réseau parasite d'un processus de piégeage avec une distribution des constantes de temps. Plusieurs cellules peuvent être placées en parallèle pour prendre en compte différents processus de piégeage dans les composants. Les éléments extrinsèques et intrinsèques sont extraits entre 10 MHz et 40 GHz en utilisant des méthodes de modélisation usuelles.

La procédure de modélisation s'effectue en commençant par ajuster la transconductance et par la suite la conductance de sortie. L'ensemble des résultats

est optimisé pour obtenir une bonne appréciation du modèle.

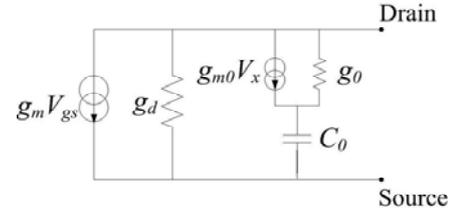


Figure 2. Schéma électrique intrinsèque simplifié de la sortie du transistor incluant un piège.

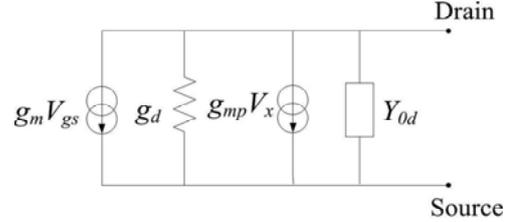


Figure 3. Schéma électrique simplifié incluant la cellule de distribution des constantes de temps représentée par  $Y_{0d}$ .

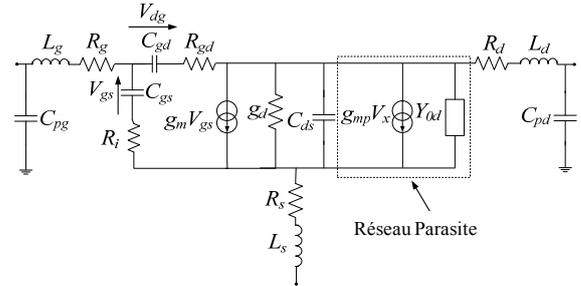


Figure 4 : Schéma électrique petit signal avec un réseau parasite.

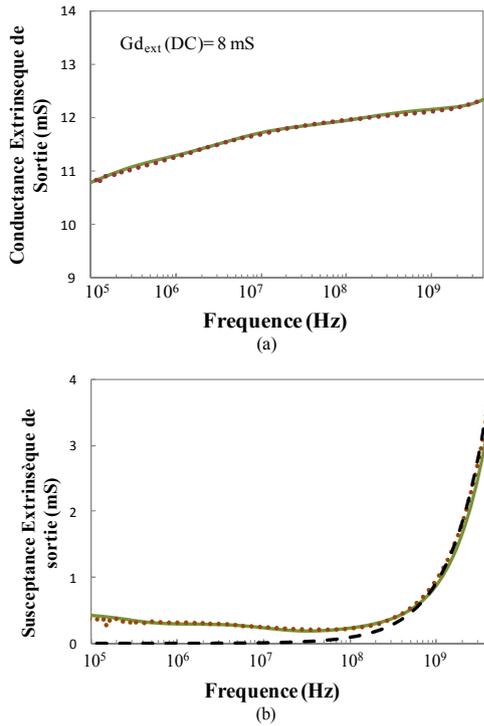
## 4. Résultats

Les mesures présentées ici ont été réalisées sous pointes avec un analyseur de réseau vectoriel (ZVRE, Rohde & Schwarz) pour la gamme 100 kHz-4 GHz. La fréquence basse a été limitée par les tés de polarisation. Une méthode de calibrage SOLT (Short Open Load Thru) a été utilisée.

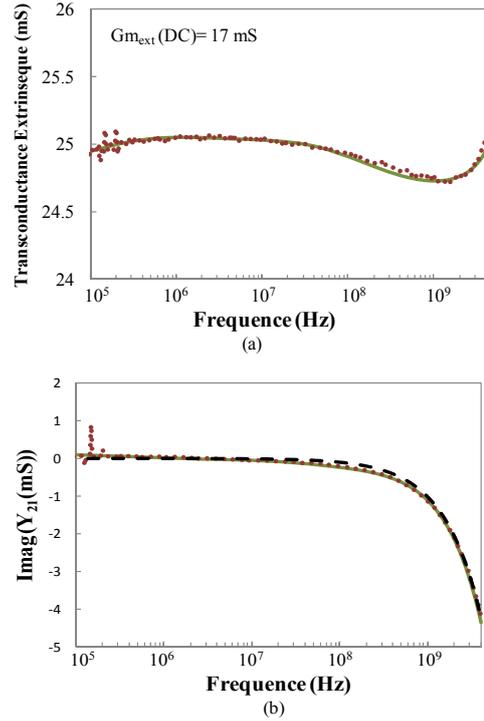
Les Figures 5.a et 5.b présentent la conductance et la susceptance de sortie du modèle comparées à la mesure. On peut observer sur les courbes une augmentation de la conductance de 10% jusqu'à une fréquence d'environ 1 GHz. La dispersion fréquentielle est également visible sur la susceptance de sortie, où le modèle classique sans dispersion est représenté par la courbe en tiret. Ceci permet d'apprécier la gamme de fréquence pour laquelle les variations fréquentielles sont imputables aux différents éléments réactifs du modèle complet. Les Figures 6.a et 6.b présentent la transconductance extrinsèque et sa partie imaginaire respectivement à  $V_{DS}=3$  V et  $V_{GS}=-1$  V. Les variations de la transconductance avec la fréquence sont plus complexes mais elles sont moins importantes ( $< 4\%$ ). On peut également noter que la dispersion fréquentielle doit également être présente en dessous de 100 kHz, comme cela a été observé par d'autres auteurs [3]. Des variations de l'ordre de 30% entre les valeurs mesurées à 100 kHz

et en DC ont été relevées pour la transconductance et la conductance de sortie. Les valeurs du schéma équivalent sont reportées dans les tableaux 1, 2 et 3. Plusieurs cellules parasites ont été utilisées pour modéliser la dispersion. Pour ce point de polarisation, 2 cellules commandées par  $V_{gs}$  et 2 par  $V_{dg}$  ont été utilisées (tableau 3), ce qui traduit l'existence de plusieurs processus de piégeage dans le composant. L'augmentation observée sur la Figure 5.a et en basse fréquence sur la Figure 6.a, est due au fait que les processus de piégeage et de dépiégeage ne peuvent plus suivre les fréquences élevées du signal RF. En haute fréquence, la dispersion négative observée sur la transconductance (Figure 6.a) peut être attribuée au courant parasite qui est masqué en basse fréquence par la dispersion positive.

Le modèle proposé a été également validé pour plusieurs points de polarisation comme le montrent les Figures 7 et 8, qui représentent respectivement la transconductance et la conductance de sortie extrinsèques, normalisées par rapport aux valeurs relevées à 100 kHz. Pour  $V_{GS}=-1V$ , jusqu'à  $V_{DS}=5V$ , 2 cellules commandées par  $V_{gs}$  et 2 par  $V_{dg}$  ont été utilisées. A partir de  $V_{DS}=10V$ , seules les cellules commandées par  $V_{gs}$  permettent de modéliser la dispersion : 3 cellules à  $V_{DS}=10V$  et 4 cellules au delà.



**Figure 5.** (a) Conductance de sortie extrinsèque et (b) susceptance de sortie à  $V_{DS}=3V$  et  $V_{GS}=-1V$ . En pointillés la mesure, en trait plein le modèle et en tiret le modèle sans éléments parasites.



**Figure 6.** Transconductance extrinsèque en (a) et sa partie imaginaire en (b) à  $V_{DS}=3V$  et  $V_{GS}=-1V$ . En pointillés la mesure, en trait plein le modèle et en tiret le modèle sans les éléments parasites.

$L_g$ (pH)	$L_d$ (pH)	$L_s$ (pH)	$R_g$ ( $\Omega$ )	$R_d$ ( $\Omega$ )	$R_s$ ( $\Omega$ )	$C_{pg}$ (fF)	$C_{pd}$ (fF)
133	110	1	5	9	5	46	36

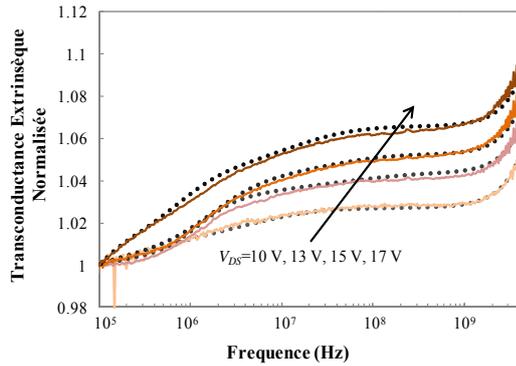
**Tableau 1.** Eléments extrinsèques du modèle petit signal

$g_m$ (mS)	$\tau$ (ps)	$g_d$ (mS)	$R_{gd}$ ( $\Omega$ )	$R_i$ ( $\Omega$ )	$C_{gs}$ (fF)	$C_{gd}$ (fF)	$C_{ds}$ (fF)
32.6	0.28	12	9.3	1.2	132	56	99

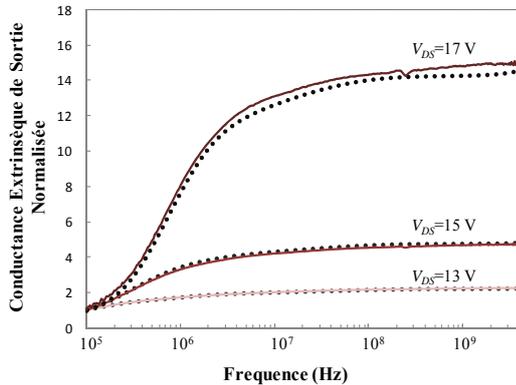
**Tableau 2.** Eléments intrinsèques du modèle petit signal  $V_{DS} = 3V$  and  $V_{GS} = -1V$ .

	$V_x = V_{gs}$		$V_x = V_{dg}$	
$g_{m0}$ (mS)	2.3	0.4	0.3	0.1
$g_0$ (mS)	3.5	1	0.2	0.02
$\tau_0$	0.38 $\mu$ s	11 ns	0.25 ns	0.12 $\mu$ s
$\tau_1$	430 $\mu$ s	180 ns	4 ns	220 $\mu$ s

**Tableau 3.** Paramètres du Réseau Parasite pour la Dispersion fréquentielle  $V_{DS} = 3V$  and  $V_{GS} = -1V$



**Figure 7: Transconductance extrinsèque à  $V_{GS}=-1V$ . Les valeurs sont normalisées par rapport à celles obtenues à 100 kHz.**



**Figure 8 : Conductance de sortie à  $V_{GS}=-1V$ . Les valeurs sont normalisées par rapport à celles obtenues à 100 kHz.**

La dispersion négative de la transconductance observée Figure 6.a est un phénomène qui n'apparaît qu'aux faibles champs [12], ce qui explique pourquoi, seules les cellules commandées par  $V_{gs}$  sont utilisées pour des tensions de  $V_{DS}$  élevées. Ce nombre de cellules augmente pour les fortes valeurs de  $V_{DS}$  en raison de processus de piégeage assistés par champ électrique [12]. La forte augmentation de la conductance de sortie (+1700% à  $V_{DS}=17V$ ) attribuée à l'effet Poole-Frenkel et les valeurs élevées de la conductance  $g_0$  obtenues indiquent l'existence d'un (ou plusieurs) canal parasite, probablement dû à des dislocations dans la couche AlInN. Les constantes de temps des différents processus sont comprises entre 1 ns et 1 ms, ce qui conduit à une distribution spatiale de pièges entre 0.5 et 10 Å avec un coefficient de l'effet tunnel de  $10^{10} m^{-1}$  [11]. Cela correspond à une distribution des énergies d'activation se situant dans la gamme de 0.02-0.25 eV.

## 5. Conclusion

Des modèles large bande de la dispersion fréquentielle de la conductance de sortie et de la transconductance ont été réalisés et validés pour différentes conditions de polarisation grâce aux expressions analytiques développées. Ces expressions modélisent aussi les paramètres  $Y_{11}$  et  $Y_{12}$  qui ne sont pas présentés ici car ils ne présentent pas de dispersion. Ces modèles mettent en évidence la présence de nombreux

défauts d'interface ou de surface, visibles au travers de la distribution des constantes de temps.

## 6. Bibliographie

- [1] J. Kuzmik, «Power electronics on InAlN/(In)GaN: prospect for a record performance», IEEE Electron Device Lett., vol. 22, n° 11, 2001, pp. 510-512.
- [2] G. Meneghesso, G. Verzellesi, R. Pierobon, F. Rampazzo, A. Chini, U. K. Mishra, C. Canali, E. Zanoni, «Surface-related drain current dispersion effects in AlGaIn-GaN HEMTs», IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 51, n° 10, pp. 1554-1561, Oct. 2004.
- [3] A. El Rafei, G. Callet, G. Mouginot, J. Faraj, S. Laurent, M. Prigent, R. Quéré, O. Jardel, and S. Delage, "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 Proc. 6<sup>th</sup> Eur. Microw. Int. Circ. Conf., Manchester, 2011, pp. 5-7.
- [4] W. Kruppa, S. C. Binari, and K. Doverspike, "Low-frequency dispersion characteristics of GaN HFETs," Electron Lett., vol. 31, no. 22, pp. 1951-1952, Oct. 1995.
- [5] M. Ozeki, K. Kodama, M. Takikawa, and A. Shibatom, "Analysis of electrical and optical properties of insulating film-GaAs interfaces using MESFET-type structures," J. Vac. Sci. Technol., vol. 21, no.2, pp. 438-441, Jul./Aug. 1982.
- [6] J. Graffeuil, Z. Hadjoub, J.-P. Fortea, and M. Pouysegur, "Analysis of capacitance and transconductance frequency dispersion in MESFETs for surface characterization," Solid-State Electronics, vol. 29, no. 10, pp. 1087-1097, Oct. 1986.
- [7] C. Camacho-Penalosa, C. S. Aitchison, «Modelling Frequency Dependence of Output Impedance of Microwave MESFET at Low Frequencies», Electronics Letters, vol. 21, n° 12, 1985.
- [8] J. M. Golio, M. G. Miller, G. N. Maracas, and D. A. Johnson, «Frequency-dependent electrical characteristics of GaAs MESFET's», IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 37, n° 5, 1990, pp. 1217-1227.
- [9] O. Jardel, G. Callet, D. Lancereau, J-C. Jacquet, T. Reveyrand, N. Sarazin, R. Aubry, S. Leger, E. Chartier, M. Oualli, C. Dua, S. Piotrowicz, E. Morvan, M. A. Di Forte Poisson, and S. L. Delage, "First demonstration of AlInN/AlN/GaN HEMTs amplifiers at K band," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., 2012, pp. 1-3.
- [10] A. L. McWorther, «1/f noise and related surface effects in germanium», Lincoln Lab. Rep., no. 80, May 1955.
- [11] A. Van der Ziel, Noise in solid state devices and circuits, Wiley, New-York, 1986, pp. 125-130.
- [12] S. D. Nsele, L. Escotte, J-G. Tartarin, S. Piotrowicz, S. L. Delage, "Broadband frequency dispersion Small signal modeling of the output conductance and transconductance in AlInN/GaN HEMTs," in IEEE Trans. on Electron Device. vol. 60, no. 4, pp. 1372-1378, 2013.