

# UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGENIERIE POUR L'INFORMATION

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire (Equipe de recherche) : XLIM (C<sub>2</sub>S<sub>2</sub>)

Année : 2011

Thèse N°91-2011

## Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Flavie ELMAZOVA

le 20 décembre 2011

***CONTRIBUTION A L'ETUDE DE L'AMPLIFICATION DE  
PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GAN PAR LA TECHNIQUE  
DE SUIVI D'ENVELOPPE***

Thèse dirigée par Jean-Michel NEBUS et Denis BARATAUD

### JURY :

<b>M. Raymond QUERE</b>	Professeur, Université de Limoges	Président
<b>M. Juan-Mari COLLANTES</b>	Professeur, Université de Bilbao, Espagne	Rapporteur
<b>M. Eric KERHERVE</b>	Professeur, Université de Bordeaux	Rapporteur
<b>M. Stéphane PIOTROWICZ</b>	Ingénieur, Société Thales III-V Lab, Marcoussis	Examineur
<b>M. Jean-Michel NEBUS</b>	Professeur, Université de Limoges	Examineur
<b>M. Denis BARATAUD</b>	Maître de Conférences HDR, Université de Limoges	Examineur
<b>Mme Diane BOUW</b>	Ingénieur, Société UMS, Orsay	Invitée
<b>M. Guillaume NEVEUX</b>	Maître de Conférences, Université de Limoges	Invité



# *Remerciements*

Cette thèse a été préparée entre 2008 et 2011 au laboratoire XLIM, Unité Mixte de Recherche n°6172 du CNRS (*Centre National de la Recherche Scientifique*) au sein de département C2S2 (*Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences*) sur le site de la Faculté des Sciences et Techniques de Limoges.

Le travail de cette thèse s'inscrit dans le cadre du projet collaboratif Attitude 4G+ et a bénéficié d'une aide de l'Agence Nationale de la Recherche portant la référence ANR-08-vers-001. Je remercie l'ANR et les partenaires du consortium (UMS, Thales III-V Lab, Alcatel Lucent, RFPA, Systrel et Xlim) qui ont contribué à la réalisation de ces travaux.

Je remercie Monsieur Jean-Michel NEBUS et Monsieur Denis BARATAUD d'avoir dirigé cette thèse au cours de ces trois années ainsi que Monsieur le Professeur Raymond QUERE d'avoir présider le jury lors de la soutenance de ce mémoire de thèse. Je tiens à remercier énormément Monsieur Guillaume NEVEUX de m'avoir guider et aider pour mener à bien le travail demandé tant par sa disponibilité, son professionnalisme et la richesse scientifique qu'il en possède que par sa gentillesse et ses grandes qualités humaines.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Eric KERHERVE, Professeur à l'Université de Bordeaux I et Monsieur Juan-Mari COLLANTES, Professeur à l'Université de Bilbao en Espagne, d'avoir juger ce travail de thèse en tant que rapporteurs. Mes remerciements vont aussi à Monsieur Stéphane Piotrowicz et Madame Diane Bouw, respectivement Ingénieur de la société Thales III-V Lab et Ingénieur Conception de la société UMS, pour tous leurs conseils et d'avoir examiner ce travail de thèse. Je souhaite associer à ces remerciements Madame Audrey MARTIN, Maitre de Conférence à l'Université de Limoges et Monsieur Thibault REVEYRAND, Ingénieur d'Etude CNRS au laboratoire Xlim, de m'avoir donner des conseils très utiles en début de thèse.

J'associe à mes remerciements, Madame Marie-Claude LEROUGE, Secrétaire de l'équipe C2S2 à Limoges pour son efficacité dans toutes les démarches administratifs ainsi que sa disponibilité et sa grande gentillesse.

Un grand merci à Alaaeddine Ramadan, Mohamad Saad el Dine, Guillaume Callet et à tous les thésards pour leur contribution à la réussite de ces travaux.



# Table des matières

Table des figures et des tableaux .....	9
<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>16</b>
<b>Chapitre 1 : Les potentialités offertes par la technologie de semi-conducteur GaN pour les applications de puissance hyperfréquences .....</b>	<b>19</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>20</b>
<b>I- Le GaN : technologie à fort potentiel pour les composants de puissance hyperfréquences .....</b>	<b>22</b>
I.1. Généralités sur les semi-conducteurs .....	22
I.1.1. Définition et classification .....	22
I.1.2. Les semi-conducteurs grand-gap.....	22
I.1.3. Le GaN et ses propriétés physiques essentielles pour la réalisation de transistors de puissance micro-onde .....	24
I.1.4. Différentes figures de mérite .....	28
I.2. Structure du GaN et ses substrats de croissance adéquats .....	29
<b>II- Le transistor HEMT GaN : composant de puissance à haute mobilité électronique .....</b>	<b>30</b>
II.1. Le transistor HEMT GaN et ses effets limitatifs.....	30
II.1.1. Présentation du composant .....	30
II.1.2. Caractéristiques fonctionnelles et structurelles du HEMT.....	31
II.1.3. Quelques effets limitatifs .....	36
II.1.4. Amélioration du claquage et augmentation de la densité des porteurs .....	38
II.2. Etat de l'art des transistors HEMTs en technologie GaN .....	40
<b>III- Techniques d'amélioration du rendement .....</b>	<b>43</b>
III.1. L'amplificateur Doherty.....	44
III.2. La technique de suivi d'enveloppe : "Envelope Tracking" .....	47
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>51</b>
<b>REFERENCES .....</b>	<b>52</b>
<b>Chapitre 2 : Modélisation électrique du transistor HEMT AlGaIn/GaN de puissance et sa validation expérimentale .....</b>	<b>59</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>60</b>

<b>I- Le composant : approvisionnement et contexte d'utilisation .....</b>	<b>61</b>
<b>II- Caractérisation du composant.....</b>	<b>61</b>
II.1. Principe du banc de mesure I [V] en régime impulsionnel .....	62
II.2. Principe du banc de mesure I [V] et paramètres [S] en impulsions .....	62
II.3. Impact des effets dispersifs sur le réseau I [V] d'un transistor .....	63
II.3.1. Exemple de mise en évidence des effets thermiques .....	64
II.3.2. Illustration de l'influence des phénomènes de pièges.....	65
<b>III- Différentes étapes de la modélisation du transistor pour l'étude.....</b>	<b>66</b>
III.1. Principe de la modélisation linéaire (petit signal) .....	67
III.2. Principe de la modélisation non-linéaire.....	70
III.2.1. Modélisation de la source de courant.....	71
III.2.2. Modélisation des diodes d'entrées .....	72
III.2.3. Les paramètres du modèle non-linéaire convectif.....	72
III.2.4. Modélisation des capacités non-linéaires Cgs et Cgd .....	73
III.3. Récapitulatif de la modélisation complète du transistor .....	75
<b>IV- Validation du modèle par les mesures .....</b>	<b>77</b>
IV.1. Validation en régime petit signal .....	78
IV.2. Validation du réseau I [V].....	80
IV.3. Validation fort signal par mesures Load-Pull .....	81
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>85</b>
<b>REFERENCES .....</b>	<b>86</b>
<b>Chapitre 3 : Application du principe de suivi d'enveloppe à une amplification en technologie GaN 40W en bande S.....</b>	<b>89</b>
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>90</b>
<b>I- Architecture et principe d'une commande dynamique de polarisation .....</b>	<b>91</b>
I.1. Généralités .....	91
I.2. Relevé bibliographique concernant la technique de commande de polarisation .....	93
I.3. Emergence de la filière GaN pour les modulateurs de polarisation .....	98
<b>II- Etude en simulation du principe d'Enveloppe Tracking appliqué à un amplificateur GaN 35W.....</b>	<b>99</b>
II.1. Présentation globale du sous-système constitué de l'association d'un modulateur de polarisation et d'un amplificateur de puissance RF .....	99
II.2. Simulations d'un amplificateur GaN pour plusieurs polarisations de drain.....	101

II.2.1. Transistor et amplificateur RF simulés .....	101
II.2.2. Recherche de conditions de fonctionnement linéaire et à haut rendement .....	102
II.2.3. Caractéristiques de puissance de l'amplificateur le long de la loi de commande .....	104
II.3 Simulations d'un modulateur de polarisation seul .....	106
II.3.1. Principe de fonctionnement du circuit de type Buck Converter simulé .....	106
II.3.2 Simulations du modulateur de polarisation .....	109
II.4. Application de la technique d'Envelope Tracking à l'amplificateur 35W .....	116
II.4.1. Présentation du circuit total simulé .....	116
II.4.2. Extraction de la loi de commande en configuration AM/AM constante .....	117
II.4.3. Extraction de la loi de commande en configuration PAE maximum .....	122
II.4.4. Extraction de la loi de commande en configuration PAE constante .....	123
II.4.5. Synthèse des différents cas d'extraction de la loi de commande .....	125
II.5. Application de la technique de pré-distorsion en configuration PAE constante .....	128
II.5.1. Principe de la pré-distorsion appliquée .....	128
II.5.2. Résultats de l'application de pré-distorsion numérique pour une fréquence d'enveloppe de 100 KHz .....	129
II.5.3. Augmentation de la bande passante du modulateur .....	132
<b>III. Gestion dynamique de polarisation d'un amplificateur GaN 40W en vue d'une comparaison des tendances avec des mesures .....</b>	<b>134</b>
III.1. Description de l'amplificateur 40W développé par l'entreprise UMS .....	134
III.1.1. Présentation du modèle de l'amplificateur GaN 40W d'UMS .....	135
III.1.2. Réseau I/V de l'amplificateur .....	137
III.1.3. Paramètres S de l'amplificateur .....	138
III.1.4. Caractérisations CW de l'amplificateur .....	138
III.2. Simulation en Transitoire d'Enveloppe (biton à 100kHz) à polarisation fixe de 50V .....	142
III.2.1. Modification de la représentation des circuits d'adaptation .....	142
III.2.2. Comparaison simulations-mesures : C/I3 et rendement moyen .....	143
III.3. Principe d'extraction de la loi de commande de polarisation dynamique .....	144
III.4. Système de mesure avec polarisation dynamique .....	146
III.4.1. Circuit de polarisation adopté pour la mesure .....	146
III.4.2. Circuit de polarisation variable en simulations .....	147
III.5. Simulations du circuit global (couplage : té de polarisation et amplificateur) .....	148
III.6. Simulations du circuit global en utilisant des fichiers de signaux issus des mesures .....	150
III.6.1. Comparaison simulations/mesures pour un signal biton .....	151

III.6.2. Comparaison simulations/mesures pour un signal 16QAM.....	152
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>154</b>
<b>REFERENCES .....</b>	<b>155</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>157</b>

## **Table des figures et des tableaux**

<i>Figure 1-1: Diagrammes de bandes d'énergie des différents types d'éléments.....</i>	<i>22</i>
<i>Figure 1-2: Les colonnes III, IV et V du tableau périodique des éléments.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure 1-3: Exemples d'applications des semi-conducteurs grand gap.....</i>	<i>23</i>
<i>Figure 1-4: Comparaison de quelques propriétés physiques de semi-conducteurs.....</i>	<i>24</i>
<i>Figure 1-5: Influence des propriétés des matériaux sur les performances des composants .....</i>	<i>27</i>
<i>Tableau 1-1: Comparaison de quelques propriétés physiques de différents semi-conducteurs .....</i>	<i>28</i>
<i>Tableau 1-2: Les différentes figures de mérite .....</i>	<i>29</i>
<i>Tableau 1-3: Les différents substrats de croissance du GaN .....</i>	<i>30</i>
<i>Figure 1-6: Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction.....</i>	<i>32</i>
<i>Figure 1-7: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle .....</i>	<i>32</i>
<i>Figure 1-8: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée non nulle .....</i>	<i>33</i>
<i>Figure 1-9: Structure physique de base d'un HEMT .....</i>	<i>35</i>
<i>Figure 1-10: Caractéristiques Id-Vds pulsées d'un 2x100µm GaN-on-Si HEMT avec trois différents points de polarisation : Vds0=0V, Vgs0=0V comparé avec Vds0=0V, Vgs0=-7V et Vds0=50V, Vgs0=-7V [1.38] .....</i>	<i>38</i>
<i>Figure1-11: Structure d'un transistor HEMT GaN avec field-plate (FP).....</i>	<i>39</i>
<i>Figure 1-12: Simulation de la distribution du champ électrique le long de l'axe du gaz d'électrons bidimensionnel avec et sans field-plate [1.34] .....</i>	<i>39</i>
<i>Tableau 1-4: Etat de l'art des transistors et amplificateurs HEMT en nitrure de gallium .....</i>	<i>42</i>
<i>Figure 1-13 : Illustration du compromis rendement/linéarité – principe du Back-off de puissance .....</i>	<i>43</i>
<i>Figure 1-14: Configuration typique d'un amplificateur DOHERTY .....</i>	<i>44</i>
<i>Figure 1-15: Influence de la variation de la charge sur le cycle de charge .....</i>	<i>45</i>
<i>Figure 1-16: Allure de l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty .....</i>	<i>46</i>
<i>Figure 1-17: Synoptique global simplifié du principe de l'ET .....</i>	<i>48</i>
<i>Figure 1-18: Principe d'amplification linéaire à haut rendement (technique « Envelope Tracking ») ..</i>	<i>48</i>
<i>Figure 1-19 : Schéma simplifié du modulateur de puissance issu de la publication [1.62] .....</i>	<i>49</i>
<i>Figure 2-1 : Principe des mesures I [V] et paramètres S en régime impulsionnel.....</i>	<i>63</i>

Figure 2-2 : Comparaison de réseaux $I$ [V] pour des températures de 0°C à 150°C au point de repos ( $V_{ds0}=0$ ; $V_{gs0}=0V$ ) [2.9].....	64
Figure 2-3 : Mise en évidence des phénomènes d'auto-échauffement grâce à des mesures en continu (en noir : mesures en continu, en bleu : mesures en impulsions) [2.7].....	65
Figure 2-4 : Exemple de mise en évidence des effets de pièges de grille (transistor HEMT GaN 8x75µm caractérisé à $X_{lim}$ ) [2.9].....	66
Figure 2-5 : Topologie du schéma équivalent petit signal.....	67
Figure 2-6 : Détermination de la matrice admittance intrinsèque du quadripôle.....	68
Tableau 2-1 : Eléments du modèle petit signal du transistor 8x250µm pour un point de polarisation de $V_{gs0}=-3V$ , $V_{ds0}=40V$ .....	70
Figure 2-7 : Modèle non-linéaire convectif.....	70
Tableau 2-2 : Paramètres convectifs du modèle non-linéaire du transistor HEMT 8x250µm.....	72
Figure 2-8 : Comparaison mesures/modèle du réseau de sortie $I_d=f(V_{ds})$ au point de polarisation $V_{gs0}=-3V$ , $V_{ds0}=40V$ .....	73
Figure 2-9: Cycle de charge dans le réseau $I$ [V] pour représenter le lieu d'extraction des capacités non-linéaires $C_{gs}$ et $C_{gd}$ .....	74
Tableau 2-3 : Paramètres des capacités non-linéaires $C_{gs}$ et $C_{gd}$ .....	75
Figure 2-10 : Comparaison mesures/modèle des capacités $C_{gs}$ et $C_{gd}$ respectivement en fonction de $V_{gs}$ et $V_{gd}$ extraites le long du cycle de charge.....	75
Figure 2-11 : Différentes étapes de modélisation permettant d'obtenir un modèle électrique non-linéaire.....	76
Figure 2-12 : Photographie du transistor de développement de grille 2mm (8x250µm) fourni par Thales 3-5Lab.....	77
Figure 2-13 : Topologie du modèle non-linéaire du transistor 8x250µm.....	77
Figure 2-14 : Comparaison des paramètres $S$ du transistor @ $V_{ds0}=40V$ et $V_{gs0}=-3.16V$ .....	78
Figure 2-15 : Comparaison des paramètres $S$ du transistor @ $V_{ds0}=30V$ et $V_{gs0}=-3V$ .....	79
Figure 2-16 : Comparaison des paramètres $S$ du transistor @ $V_{ds0}=20V$ et $V_{gs0}=-3V$ .....	80
Figure 2-17 : Comparaisons mesure/simulations des réseaux $I_{ds}=f(V_{gs})$ (à gauche) et $I_{ds}=f(V_{ds})$ (à droite).....	81
Figure 2-18 : Caractéristiques fort signal du transistor @ $V_{ds0}=40V$ et $V_{gs0}=-2.96V$ .....	82
Figure 2-19 : Caractéristiques fort signal du transistor @ $V_{ds0}=28V$ et $V_{gs0}=-2.79V$ .....	83

Figure 2-20 : Caractéristiques fort signal du transistor @ $V_{ds0}=16V$ et $V_{gs0}=-2.71V$ .....	84
Figure 3-1 : Schéma de principe général de la technique d'Envelope Tracking [3.8] .....	91
Figure 3-2: Fonctionnement de l'amplificateur LDMOS 250W pour $V_{dd}$ variant de 7V à 28V (référence [3.4]) .....	94
Figure 3-3 : Courbes de rendement pour plusieurs tensions de polarisation de drain d'un composant GaN Sumitomo (référence [3.5]) .....	94
Figure 3-4 : Schéma simplifié du circuit de modulation de polarisation issu de la référence [3.6] .....	95
Figure 3-5: Architecture d'un convertisseur DC-DC en boucle ouverte basé sur une topologie BOOST (référence [3.9]).....	96
Figure 3-6: Diagramme simplifié illustrant le principe du contrôle d'alimentation dynamique à bande limitée (référence [3.12]).....	97
Figure 3-7 : Synoptique global de simulation .....	99
Figure 3-8: Schéma de l'amplificateur (PA RF) simulé à $f_0=1.8GHz$ .....	101
Figure 3-9 : Représentation de la zone d'extraction de la loi de commande sur le réseau I/V .....	102
Figure 3-10 : Solution conduisant à l'obtention simultanée de haut rendement et de linéarité.....	103
Figure 3-11 : Principe de la recherche du profil de la loi de commande de polarisation de drain du PA RF et profil de $R_{ds0}$ .....	103
Figure 3-12 : Caractéristiques de puissance PAE (à gauche) et AM/PM (à droite) pour un fonctionnement le long de la loi de commande de polarisation .....	104
Figure 3-13 : Cycle de charge de chaque cellule élémentaire du PA RF avec la loi de commande de polarisation.....	105
Figure 3-14 : Caractéristiques de gain (à gauche) et TOS d'entrée (à droite) pour $V_{ds0}$ égal à 24, 32 et 40V à la puissance de générateur RF ( $P_g$ ) correspondante le long de la loi de commande.....	106
Figure 3-15 : Schéma de principe et phases de fonctionnement d'un 'Buck Converter' .....	107
Figure 3-16 : Synoptique de simulation en transitoire avec un commutateur idéal et un signal avec rapport cyclique constant.....	108
Figure 3-17 : La tension de sortie $V_{out}$ pour $V_{in}=0.4V$ et un rapport cyclique de 90% (à gauche) et $V_{in}=0V$ et un rapport cyclique de 50% (à droite).....	108
Figure 3-18 : Architecture et principe du modulateur simulé.....	109
Figure 3-19 : Fonction de transfert du filtre de reconstruction LC pour un signal d'enveloppe de 1MHz (à gauche) et 5MHz (à droite) .....	111

Figure 3-20 : Forme des tensions du modulateur avec $f_e=20\text{MHz}$ et signal modulant de 100kHz (à gauche) et 1MHz (à droite) .....	112
Figure 3-21 : Forme des tensions et des courants du modulateur pour la fréquence de modulation $f_m$ égale à 100KHz et de découpage $f_e$ égale à 20MHz .....	113
Figure 3-22 : Cas défavorable pour $C_{diode}=30\text{pF}$ .....	114
Figure 3-23 : Cas favorable pour $C_{diode}=2\text{pF}$ .....	114
Tableau 3-1 : Variations du rendement moyen du modulateur en fonction de différents paramètres .....	115
Figure 3-24 : Principe d'extraction de la loi de commande dynamique .....	116
Figure 3-25 : Principe d'extraction de la loi de commande (critère AM/AM linéaire).....	117
Figure 3-26 : Caractéristiques dynamiques et statiques du PA RF à $V_{ds0}=40\text{V}$ .....	118
Figure 3-27 : Synoptique de l'application de la loi de commande au circuit global .....	119
Figure 3-28 : Caractéristiques dynamiques du circuit global (configuration AM/AM linéaire).....	120
Figure 3-29 : Représentation temporelle des tensions (configuration AM/AM linéaire) .....	120
Figure 3-30 : Comparaisons rendement (en haut) et linéarité (en bas) entre polarisation variable et polarisation fixe 40V (configuration AMAM linéaire) .....	121
Figure 3-31: Principe d'extraction de la loi de commande (critère PAE maximum) .....	122
Figure3-32: Caractéristiques dynamiques du circuit global (configuration PAE maximum) .....	122
Figure 3-33: Représentation temporelle des tensions (configuration PAE maximum).....	123
Figure 3-34: Principe d'extraction de la loi de commande (critère PAE constante) .....	123
Figure 3-35: Caractéristiques dynamiques du circuit global (configuration PAE constante) .....	124
Figure 3-36 : Comparaisons linéarité (en haut) et rendement (en bas) entre polarisation variable et polarisation fixe 40V (configuration PAE constante).....	125
Figure 3-37: Forme du rendement pour différents profils de la loi de commande.....	126
Figure 3-38: Forme de $R_{ds0}$ selon le profil de la loi de commande .....	127
Figure 3-39: Caractéristiques internes du circuit global (modulateur et amplificateur RF) .....	128
Figure 3-40: Principe de la technique de pré-distorsion .....	129
Figure 3-41: Allure de la fonction AM/AM inverse (à gauche) et AM/PM (à droite) pour la pré-distorsion numérique.....	130

Figure 3-42: Synoptique de la procédure de pré-distorsion.....	130
Figure 3-43: Représentation de l'AM/AM dynamique (à gauche) et de l'AM/PM dynamique (à droite) : avec et sans pré-distorsion .....	131
Figure 3-44: Performances en terme de rendement (à gauche) et linéarité (à droite) en appliquant le principe de la pré-distorsion numérique.....	132
Figure 3-45: Forme des tensions pour une modulation de 1MHz et échantillonnage de 20MHz ((a) : avant alignement temporel et (b) : après alignement temporel).....	133
Figure 3-46: Forme des tensions pour une modulation de 5MHz et échantillonnage de 100MHz ((a) : avant alignement temporel et (b) : après alignement temporel).....	134
Figure 3-47 : Schéma de l'amplificateur simulé .....	136
Figure 3-48 : Schéma de l'amplificateur GaN 40W-UMS .....	136
Figure 3-49 : Schéma symbolique de l'amplificateur GaN 40W-UMS .....	137
Figure 3-50 : Réseau I/V de l'amplificateur .....	137
Figure 3-51 : Paramètres S et facteur de stabilité (k) de l'amplificateur.....	138
Figure 3-52: Caractéristiques en puissance en mode CW pour $25V \leq V_{ds0} \leq 50V$ par pas de 5V.....	139
Figure 3-53: Principe d'extraction et profil de la loi de commande de polarisation .....	140
Figure 3-54: Comparaison simulations-mesure pour $V_{ds0}=50V$ pour plusieurs points de $V_{gs}$ en simulations .....	140
Figure 3-55: Comparaison simulations-mesure pour $V_{ds0}=35V$ pour plusieurs points de $V_{gs}$ en simulations .....	141
Figure 3-56: Comparaison simulations-mesures en CW pour $V_{ds0}=25V ; 35V \& 50V$ : Gain (à gauche) et $I_{ds0}$ (à droite) .....	141
Figure 3-57: Synoptique du schéma simulé en Transitoire d'Enveloppe pour $V_{ds0}=50V$ .....	142
Figure 3-58: L'amplificateur simulé UMS avec ses circuits d'adaptation modifiés .....	143
Figure 3-59: Comparaison simulations-mesures de C/I3 à polarisation fixe de 50V.....	144
Figure 3-60: Comparaison simulations-mesures de PAE moyen à polarisation fixe de 50V .....	144
Figure 3-61: Schéma de simulations pour extraction de la loi de commande dynamique .....	145
Figure 3-62: Principe de l'extraction de la loi de commande dynamique à AM/AM linéaire.....	145
Figure 3-63 : Synoptique du banc de caractérisation en enveloppe dans le domaine temporel développé à Xlim [3.14].....	146

*Figure 3-64: Méthode d'application du contrôle de polarisation de drain sur le système de mesure XLIM..... 147*

*Figure 3-65: Méthode d'application du contrôle de polarisation de drain en simulations ..... 148*

*Figure 3-66: Schéma du circuit global simulé (polarisation de puissance + amplificateur RF) ..... 148*

*Figure 3.67: Représentation de la tension  $V_{ds}$  pour différentes valeurs de  $|V_{in}|$  ..... 149*

*Figure 3-68: Courbes comparatives du rendement à polarisation variable et fixe à 50 V ..... 149*

*Figure 3-69: Courbes comparatives de C/I3 à polarisation variable et fixe à 50 V ..... 150*

*Figure 3-70: Principe d'extraction et profil de la loi de commande en fonction du module de l'enveloppe complexe (en mesures) ..... 150*

*Figure 3-71 : Principe d'utilisation des fichiers de signaux de mesures en simulations ..... 151*

*Figure 3-72 : Comparaison simulations/mesures de rendement (à gauche) et C/I3 (à droite) entre polarisation variable et fixe pour un signal modulant de 100kHz ..... 152*

*Figure 3-73 : Comparaison simulations/mesures de rendement (à gauche) et ACPR (à droite) entre polarisation variable et fixe pour un signal 16QAM..... 153*

## INTRODUCTION GENERALE

L'avènement des matériaux semi-conducteurs grand-gap et tout particulièrement le GaN dans les technologies de transistors HEMT constitue une rupture technologique avec les technologies prédécesseurs compte tenu des niveaux de puissance élevés dans le domaine des hyperfréquences. Les circuits GaN présentent, grâce aux propriétés du matériau, par exemple, des tensions de claquage très élevées ce qui les rend favorables à une adaptation plus proche de 50 Ohms et leur procurent l'avantage d'avoir des circuits d'adaptation de sortie à plus faibles pertes et plus large bande. Ceci se répercute lors de l'intégration dans une chaîne de télécommunications, d'une part, au niveau de l'amplificateur de puissance (PA) présentant une résistance au TOS d'antenne d'émission avec possibilité de simplification notamment en terme de suppression des isolateurs et d'autre part, au niveau de l'amplificateur faible bruit (LNA) en terme de robustesse vis-à-vis des surpuissances RF et simplification de limiteurs qui précèdent ainsi qu'une meilleure linéarité escomptée des fonctions mélangeurs. Les composants GaN constituent également une alternative intéressante d'intégration de fonctions de commutateurs rapides et de forte puissance afin de réduire les pertes dans un système.

Le contexte de ces travaux de thèse s'inscrit dans la recherche de rendement maximal pour la fonction amplificateur de puissance. Pour cela dans le domaine des radars, par exemple, les amplificateurs de puissance sont en zone de compression significative et il n'y a pas de spécifications de linéarité, car l'objectif majeur est d'atteindre plus de rendement sur une bande la plus large possible (1 ou 2 GHz en bande X). En revanche, dans les systèmes de télécommunications, stations de base dans le cadre de ce travail ou répéteurs satellites, le travail avec le plus haut rendement possible se fait sur un bande plus réduite (typiquement 10% à 30% autour de la fréquence de fonctionnement) conjointement à une meilleure linéarité possible afin d'avoir une reproduction la plus fidèle du signal.

Cette nécessité d'améliorer le rendement et donc de réduire la consommation, aboutit aux développements de techniques diverses de gestion dynamique de puissance très souvent associées à des techniques de linéarisation afin de respecter le compromis rendement/linéarité. Dans cet axe, le maintien d'un rendement élevé avec le recul de puissance est assuré, par exemple, par l'intermédiaire de l'amplificateur Doherty et ses variantes. Ce dernier représente actuellement la solution économiquement et techniquement la mieux adaptée et très répandue

dans les stations de base. Une autre technique dite de suivi d'enveloppe ou Envelope Tracking (ET), actuellement en état de recherche et développement sera reprise dans ce travail dans le cadre collaboratif du projet ANR Attitude 4G+ afin de contribuer à l'étude de l'amplification de puissance en technologie GaN.

Ce manuscrit se décompose en trois parties :

Le premier chapitre met en exergue les principales propriétés physiques et électriques du nitrure de gallium qui témoignent des potentialités offertes des composants HEMTs réalisés à base de ce matériau dans le domaine des hyperfréquences. Le principe de l'hétérojonction est mis en évidence par l'intermédiaire de la description de la structure physique du HEMT GaN. Les différents phénomènes dispersifs (thermiques et pièges) observés sont également présentés succinctement. Un relevé de l'état de l'art des transistors et amplificateurs de puissance HEMTs GaN dans le domaine de fréquences [bande UHF-bande Ku] est réalisé. Pour finaliser ce chapitre, des techniques d'amélioration conjointe du rendement et de la linéarité (Doherty ou Envelope Tracking) sont évoquées et l'étude de l'Envelope Tracking figurera dans le troisième chapitre de ce manuscrit.

Le deuxième chapitre expose les principes de mesure et de modélisation associée d'un transistor 2mm HEMT AlGaIn/GaN qui nous a été fourni par la société de Thales 3-5Lab. Nous présenterons le modèle non-linéaire du transistor qui sera employé par la suite en simulation circuit à l'aide du logiciel Agilent ADS. La validation expérimentale pour plusieurs points de polarisation de ce modèle par les mesures sera mise en évidence.

Le troisième et dernier chapitre de ce mémoire concerne l'application de suivi d'enveloppe, technique d'optimisation de rendement très prometteuse, à l'amplification en technologie GaN en bandes L et S. Pour cela, nous utiliserons le transistor modélisé dans le chapitre 2 pour la réalisation à la fois d'une fonction amplificateur et d'une fonction modulateur en simulations. Pour terminer ce chapitre, une comparaison entre tendances simulées et des mesures sur un amplificateur respectivement simulé UMS et réalisé UMS en appliquant le principe d'ET à l'aide des co-simulations ADS-Matlab et au moyen d'instruments à disposition en mesures.

Une conclusion générale sur le travail réalisé et les différentes perspectives envisagées pour la suite de ces travaux de recherche est proposée.



**Chapitre 1 : Les potentialités offertes par la  
technologie de semi-conducteur GaN pour  
les applications de puissance  
hyperfréquences**

## INTRODUCTION

Depuis le début des années 90, une nouvelle catégorie de semi-conducteurs dits à large bande interdite est venue compléter l'éventail des technologies utilisées pour différentes applications de l'électronique telles que les capteurs, l'électronique de puissance et l'électronique des hautes fréquences. Dans ces domaines, les matériaux nitrures et notamment le GaN, possèdent des qualités intrinsèques remarquables et représentent ainsi une véritable rupture technologique avec les technologies AsGa introduisant de nouvelles potentialités dans le paysage de l'électronique de puissance hautes fréquences.

L'évolution rapide de cette technologie à haute mobilité de porteurs est due aux progrès considérables réalisés sur les techniques de croissance mais également sur les améliorations des matériaux. Les atouts indéniables du matériau GaN ainsi que la maturité grandissante dans la réalisation de transistors HEMTs ont un impact important sur la majeure partie des fonctions intégrables dans les systèmes d'émission-réception hyperfréquences (amplificateurs faible bruit ou de puissance, mélangeurs, commutateurs). Des records de puissance de sortie sont relevés pour les différentes fréquences relatives aux différents marchés entre 1GHz et 40GHz. Leurs applications sont nombreuses tant dans le domaine militaire (radars) que dans le domaine civil (stations de base pour radiocommunications, répéteurs des satellites).

Dans ce premier chapitre, une présentation des caractéristiques physiques et électriques du nitrure de gallium est réalisée afin de constater pourquoi ce matériau représente un candidat de choix pour les applications de puissance micro-onde. Dans un second temps, l'hétéro-structure du HEMT est décrite et ses principaux effets limitatifs (thermiques et pièges) sont mentionnés. Un descriptif des points primordiaux pour l'amplification de puissance est ensuite abordé. En dernier lieu, un relevé de l'état de l'art concernant les performances des transistors et amplificateurs de puissance HEMTs en technologie nitrure de gallium est fait. Il couvre le domaine de fréquence qui s'étend de la bande UHF jusqu'à la bande Ku (#12GHz). Pour clore ce chapitre, des techniques d'amélioration du rendement telles que la technique Doherty ou la technique « d'Envelope Tracking » (ET) sont abordées et permettent d'introduire le sujet de ces travaux de thèse. La technique Doherty sert de référence en la matière car elle est économiquement compétitive et donc fortement implantée

dans les stations de base, tandis que la technique d'Envelope Tracking se situe encore au stade de recherche et développement.

## I- Le GaN : technologie à fort potentiel pour les composants de puissance hyperfréquences

### I.1. Généralités sur les semi-conducteurs

[1.1], [1.2], [1.3], [1.4], [1.5], [1.6], [1.7], [1.8], [1.9]

#### I.1.1. Définition et classification

Un semi-conducteur est un corps cristallin dont les propriétés de conductibilité électrique sont intermédiaires entre celle des métaux et celle des isolants. Les matériaux semi-conducteurs sont caractérisés par leur bande interdite ou gap ( $E_g$ ), qui sépare les derniers états occupés de la bande de valence et les états libres suivants dans la bande de conduction. Dans le monde des semi-conducteurs, on peut citer le silicium qui a un gap de 1.11eV et le germanium avec un gap de 0.66eV. Ces deux matériaux utilisés depuis longtemps, ont défini une valeur de référence pour le gap de l'ordre de 1eV. Les semi-conducteurs qui ont une bande interdite très supérieure à 1eV sont dits à grand gap et ceux avec une bande interdite très inférieure à 1eV sont dits à petit gap (figure 1-1).

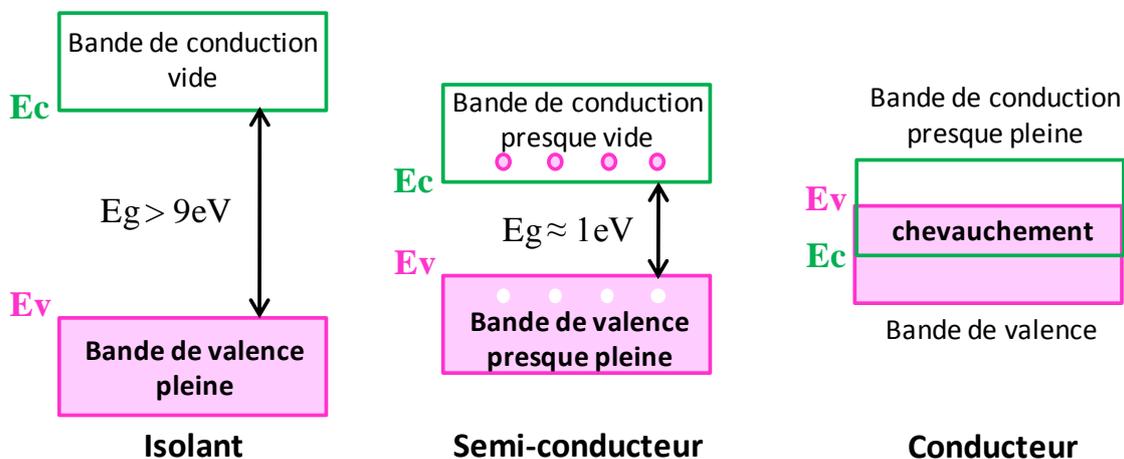


Figure 1-1: Diagrammes de bandes d'énergie des différents types d'éléments

#### I.1.2. Les semi-conducteurs grand-gap

Afin de se situer dans le tableau périodique des éléments, les colonnes essentielles, contenant les semi-conducteurs grand gap les plus prisés, sont représentées sur la figure 1-2.

III	IV	V
B	C	N
Al	Si	P
Ga	Ge	As
In	Sn	Sb
Tl	Pb	Bi

■ Non-métaux  
■ Métalloïdes  
■ Métaux pauvres

Figure 1-2: Les colonnes III, IV et V du tableau périodique des éléments

Dans ce tableau, les semi-conducteurs qui permettent d'obtenir de très grandes bandes interdites sont les suivants : le carbure de silicium SiC (gap de 3.3eV) et le diamant C (gap de 5.5 eV). Dans l'éventail des composés III-V, utilisés pour la conception des dispositifs optoélectroniques et électroniques très hautes fréquences, nous pouvons énumérer l'AsGa (gap de 1.41eV) mais également l'InP (gap de 1.35eV). Le GaN (gap de 3.43eV à 300°K) constitue aujourd'hui un candidat de choix pour l'électronique haute température et forte puissance. Les propriétés principales du matériau GaN qui lui confèrent toutes ses potentialités pour la conception de circuits micro-ondes et notamment pour les circuits de puissance vont être mises en relief par la suite. La figure 1-3 ci-dessous présente un éventail général des applications visées par la technologie GaN.

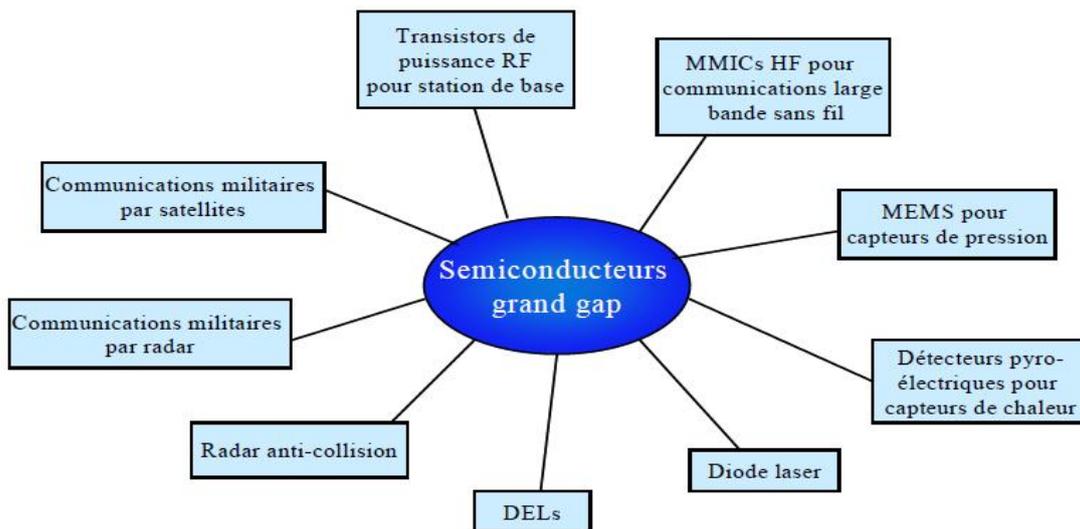


Figure 1-3: Exemples d'applications des semi-conducteurs grand gap

### 1.1.3. Le GaN et ses propriétés physiques essentielles pour la réalisation de transistors de puissance micro-onde

[1.1], [1.2], [1.3], [1.10]

Comme il est représenté sur la figure 1-4, le nitrure de gallium s'affirme comme le candidat par excellence pour la génération de puissance à très hautes fréquences grâce à des paramètres extrêmement favorables que sont :

- le gap d'énergie ;
- le champ de claquage ;
- la conductivité thermique.

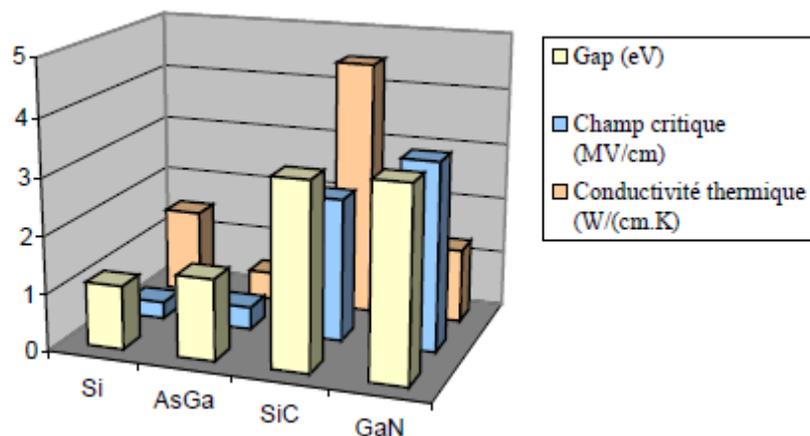


Figure 1-4: Comparaison de quelques propriétés physiques de semi-conducteurs

Nous allons maintenant décrire brièvement les propriétés physiques qui font du GaN un candidat majeur dans le monde de la puissance hyperfréquence.

#### 1.1.3.1. Bande interdite (gap)

L'énergie du gap quantifie l'énergie nécessaire à un électron pour passer de la bande de valence à la bande de conduction et détermine également la température maximale de fonctionnement du transistor sans détérioration.

Comme nous pouvons le constater sur la figure 1-4, le GaN a le plus large gap (3.36 eV) parmi les semi conducteurs utilisés actuellement. La largeur de ce dernier décroît avec la température suivant l'équation 1-1.

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha \cdot T^2}{T + \beta} \quad \text{Eq 1-1}$$

où les différents termes de cette équation pour le GaN sont :  $E_g(0)=3.47$  eV ;  $\alpha=0.00077$  eV/°K et  $\beta=600^\circ\text{K}$ .

### 1.1.3.2. Champ de claquage

Etant donné que la tension maximale de fonctionnement d'un composant ainsi que la puissance maximale de sortie sont directement liées au champ de claquage, il est primordial de souligner l'importance de ce champ de claquage (ou champ critique  $E_c$ ). Un transistor ayant un champ critique élevé sera de plus petite dimension avec des possibilités de dopages plus importantes. Il présentera donc une transconductance élevée, un gain en puissance plus fort, des fréquences  $f_t$  et  $f_{\max}$  plus élevées et un meilleur rendement dû aux résistances d'accès plus faibles. De plus, les semi-conducteurs à haute tension de claquage présentent l'avantage d'une impédance optimale de charge plus proche de 50 Ohms. Ainsi, sur le principe, les circuits d'adaptation de sortie pourront être à plus faibles pertes et plus large bande.

La valeur du champ de claquage du GaN vaut 3.3 MV/cm. Cette valeur est directement proportionnelle à la largeur du gap par la fonction :

$$E_c \propto k \cdot E_g(T)^{\frac{3}{2}} \quad \text{Eq 1-2}$$

où  $k$  est le facteur de proportionnalité. Cette équation traduit le fait que le champ critique augmente avec la largeur de la bande interdite et diminue quand la température augmente car le gap diminue.

### 1.1.3.3. Conductivité thermique

La conductivité thermique  $K_{th}$  d'un matériau traduit sa capacité à évacuer la chaleur provenant de la puissance dissipée du composant. Cette puissance dissipée provoque une élévation de la température du composant qui va entraîner une chute de la mobilité des électrons, causant une diminution du rendement. Pour cette raison, une forte conductivité thermique est préférable pour les applications de puissance.

Nous pouvons également définir la résistance thermique  $R_{th}$  qui est inversement proportionnelle à la conductivité thermique et directement liée à la puissance dissipée :

$$R_{th} \propto K_{th} \text{ et } R_{th} = \frac{\Delta T}{P_{dissipée}} \quad \text{Eq 1-3}$$

où  $\Delta T$  est l'élévation de la température en °K et  $P_{dissipée}$ , la puissance dissipée en W.

La conductivité thermique du GaN est faible (1.3 W/K/cm), mais supérieure à celle de l'AsGa (0.5 W/K/cm). L'association du GaN avec un substrat d'accueil SiC (4.9 W/K/cm) permet d'améliorer ses performances thermiques.

#### ***1.1.3.4. Densité de porteurs intrinsèques***

Un semi-conducteur intrinsèque (sans défaut, chimique ou structural), à la température de 0°K, n'a pas de porteur de charge puisque tous les électrons se trouvent dans la bande de valence. Lorsque la température augmente, des électrons passent dans la zone de conduction laissant des trous dans la bande de valence. Il y a ainsi la même quantité d'électrons que de trous. Leur concentration est nommée densité de porteurs intrinsèques notée  $n_i$  ( $\text{cm}^{-3}$ ) dont l'expression est :

$$n_i = \sqrt{N_c \cdot N_v} \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right) \quad \text{Eq 1-4}$$

où  $N_c$  et  $N_v$  sont les densités effectives d'état dans les bandes de conduction et de valence respectivement et  $k$ , la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/°K). Les densités  $N_c$  et  $N_v$  dépendent faiblement de la température.

Ce paramètre qui varie donc majoritairement selon une fonction exponentielle de la température, est important pour les applications à hautes températures. Les semi-conducteurs intrinsèques ne conduisent que très peu le courant, sauf à des températures élevées. Pour cela ils doivent être dopés.

#### ***1.1.3.5. Mobilité des porteurs***

La mobilité des porteurs d'un matériau est affectée par l'application d'un champ important, l'ajout d'atomes dopants, l'élévation de la température et/ou toute modification du réseau cristallin.

La mobilité des porteurs influence la valeur de la tension de coude  $V_{knee}$ , qui représente la tension de passage entre la zone ohmique et la zone saturée des caractéristiques

I-V d'un transistor. Une faible mobilité des électrons induira une augmentation de la résistance parasite, soit plus de pertes et donc une diminution du gain. Ces effets seront d'autant plus présents pour des fonctions électroniques à hautes fréquences et/ou à de fortes températures.

Par exemple, la vitesse des porteurs dans le GaN est très supérieure à celle de l'AsGa pour des forts champs électriques : le pic de « survitesse » se produit pour un champ électrique de 200 kV/cm pour le GaN contre 5kV/cm pour l'AsGa. Cela signifie que la vitesse des porteurs dans le GaN est très supérieure à celle de l'AsGa pour de forts champs électriques.

D'une manière générale, l'avantage des matériaux à grand gap est que leur vitesse de saturation est obtenue pour des champs électriques beaucoup plus grands (10 fois supérieurs) que les matériaux Si ou AsGa. On peut ainsi polariser un transistor grand gap à de fortes tensions et dans ces conditions, celui-ci délivrera un fort courant.

#### 1.1.3.6. Corrélation entre les propriétés des matériaux et les performances des composants

Les possibilités d'obtention simultanée d'une forte densité de courant et une forte excursion en tension font d'un transistor un bon candidat pour la génération de puissance aux hautes fréquences. La figure 1-5 synthétise la corrélation entre les propriétés des matériaux et les performances des composants réalisés à partir de ces matériaux.

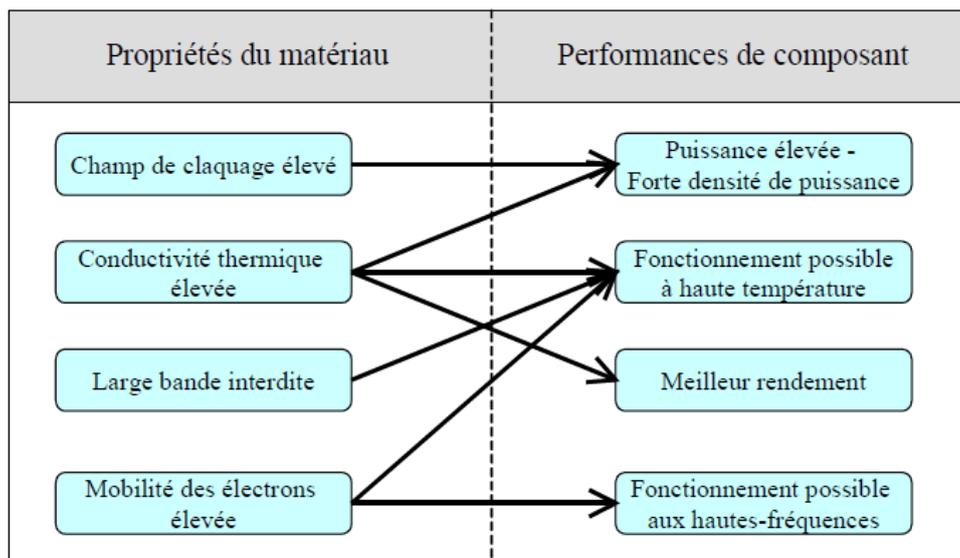


Figure 1-5: Influence des propriétés des matériaux sur les performances des composants

Le tableau 1-1 montre un comparatif des paramètres importants pour divers matériaux utilisés.

	Si	AsGa	3C-SiC	6H-SiC	4H-SiC	GaN	C
Gap $E_g$ (eV)	1.12	1.43	2.2	2.9	3.26	3.36	5.47
Champ critique $E_c$ (MV/cm)	0.3	0.4	1.5	2.2	2.5	3.3	10
Conductivité thermique $K_{th}$ (W/ K/cm)	1.5	0.5	4.5	4.5	4.5	1.3	20
Vitesse de saturation des électrons $V_{sat}$ ( $10^7$ cm/s)	1	2	2	2	2	2.5	2.7
Mobilité des électrons $\mu_n$ ( $cm^2/V/s$ )	1400	8500	900	400	750	750	2200
Mobilité des trous $\mu_p$ ( $cm^2/V/s$ )	600	400	40	90	115	320	1600
Densité de porteurs intrinsèques $n_i$ ( $cm^{-3}$ )	$1.510^{10}$	$1.79 \cdot 10^6$	-	-	$8.2 \cdot 10^9$	$1.9 \cdot 10^{10}$	$1.6 \cdot 10^{27}$

Tableau 1-1: Comparaison de quelques propriétés physiques de différents semi-conducteurs

#### 1.1.4. Différentes figures de mérite

[1.1], [1.2], [1.11]

Les diverses figures de mérite ont été élaborées afin de répondre aux critères de choix du composant RF en fonction des performances envisagées. Le tableau 1-2 présente les trois figures de mérite prédominantes qui sont : la figure de mérite de Johnson ou JFM (*Johnson's Figure of Merit*), de Baliga ou BFM (*Baliga's Figure of Merit*) et de Keyes ou KFM (*Keyes's Figure of Merit*). Dans la littérature, ces figures de mérite sont généralement normalisées par rapport au silicium et sont nommées *JFMratio*, *BFMratio* et *KFMratio*.

Figure de mérite	JFM	BFM	KFM
Expression	$\frac{E_c \cdot v_{sat}}{2\pi}$	$\epsilon_r \cdot \mu_n \cdot (E_c)^3$	$K \cdot \left( \frac{c \cdot v_{sat}}{4\pi \cdot \epsilon_r} \right)^{\frac{1}{2}}$
Traduction pour un matériau	Potentiel pour les applications HF & forte puissance	Tenue en tension	Performances thermiques & fréquentielles

Tableau 1-2: Les différentes figures de mérite

Le GaN possède les meilleurs facteurs de mérite (sauf le KFM dû à la conductivité limitée du GaN) parmi les semi-conducteurs utilisés de nos jours dans le domaine de la puissance micro-onde. Le diamant de synthèse vu ses performances électriques très attractives, représenterait un candidat potentiel concurrent pour les applications de puissance HF, mais il reste non exploité du fait de ses difficultés actuelles d'élaboration.

## 1.2. Structure du GaN et ses substrats de croissance adéquats

[1.2], [1.4], [1.9]

La structure cristalline du GaN existe sous deux formes différentes : le polytype hexagonal (structure wurtzite : h-GaN) et le polytype cubique (structure zinc-blende: c-GaN). La croissance du GaN s'effectue sur un matériau que l'on appelle substrat ou bulk (paragraphe II.1.2.2). Il est important d'avoir un bon accord entre le GaN et son substrat afin d'éviter les discontinuités de la structure cristallographique dues aux mailles différentes de ces derniers. Généralement, les études se font sur la phase hexagonale du cristal car elle possède des propriétés physiques avantageuses comme un bon accord de maille avec les substrats étudiés ainsi qu'une relative facilité de croissance vis-à-vis des autres structures cristallines.

De manière idéale, les couches basses du composant et le substrat sont réalisés dans le même matériau. Néanmoins, compte tenu des températures assez élevées de fonctionnement pour les applications de puissance et la conductivité thermique limitée du GaN (1.3 W/cm/K), il est préférable d'utiliser un matériau avec une structure proche de celle du GaN et une

meilleure conductivité thermique. De plus, les techniques d'obtention d'un substrat GaN sont assez difficiles à mettre en œuvre et demandent des conditions de réalisation assez délicates (très hautes températures et pressions, etc.). Le tableau 1-3 résume les différents substrats utilisés actuellement dans la réalisation des composants GaN de puissance micro-ondes.

Compte tenu de sa grande conductivité thermique ainsi que son bon accord de maille, le SiC est le substrat le plus utilisé lors de la réalisation des transistors de puissance RF.

Substrat	Saphir (Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	Carbure de silicium (SiC)	Silicium (Si)
Désaccord de maille (%)	16	3.5	16.9
Conductivité thermique (W/cm/K)	0.5	4.9	1.5
Coût	peu élevé	Elevé	faible

Tableau 1-3: Les différents substrats de croissance du GaN

On peut citer également quelques substrats alternatifs qui ont été envisagés afin d'effectuer la croissance du GaN tels que l'AlN, AsGa, ZnO, MgO, LiGaO<sub>2</sub>...

## II- Le transistor HEMT GaN : composant de puissance à haute mobilité électronique

### II.1. Le transistor HEMT GaN et ses effets limitatifs

[1.1], [1.2], [1.9], [1.12], [1.13], [1.19], [1.20], [1.21]

#### II.1.1. Présentation du composant

Les premiers HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont apparus en 1980 (Fujitsu, Thomson) [1.15], [1.16]. Ces hétéro-structures à haute mobilité électronique constituent une évolution majeure des MESFET (FET à jonction métal/semi-conducteur) et ont pris le pas sur ces derniers depuis les années 1990 [1.17], [1.18]. Dans la littérature, on peut trouver le HEMT sous différentes dénominations comme : MODFET (Modulation

Doped Field Effect Transistor), TEGFET (Two-dimensional Electron Gas Field Effect Transistor), HFET (Heterojunction Field Effect Transistor).

Ses propriétés de faible bruit et faible consommation d'énergie font de ce composant l'élément essentiel pour les applications d'amplification et de puissance aux hautes fréquences. Son effet fondamental est une source de courant contrôlée en tension.

Le principe d'un HEMT repose sur la création d'un gaz d'électrons à mobilité élevée au sein d'un matériau non dopé et de très faible résistance. En effet, ce gaz d'électrons se situe au cœur d'une hétérojonction entre deux matériaux de gap différents faisant partie de la structure du composant HEMT. L'effet fondamental est lié au phénomène de variation de la densité de porteurs de ce gaz bidimensionnel d'électrons sous l'influence d'une tension appliquée à l'accès grille du composant.

## II.1.2. Caractéristiques fonctionnelles et structurales du HEMT

### II.1.2.1. Principe de l'hétérojonction

Le HEMT AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> est la technologie étudiée au cours de ces travaux de thèse. Afin de mieux comprendre son fonctionnement, nous allons brièvement décrire les structures de bandes des matériaux mis en jeu dans ce composant. Au sein de cette structure à couches différentes, l'AlGa<sub>N</sub> présente un large gap de 3.82eV et le Ga<sub>N</sub> un gap un peu plus faible de 3.4eV. L'hétérojonction est formée par la juxtaposition de ces deux matériaux dont les largeurs de bande sont différentes. Cette juxtaposition entraîne donc la formation d'une discontinuité de la bande de conduction à l'interface ( $\Delta E_c$ ). La figure 1-6 présente les niveaux d'énergie mis en jeu dans chacun des matériaux de l'hétérojonction considérés séparément, c'est-à-dire avant contact.

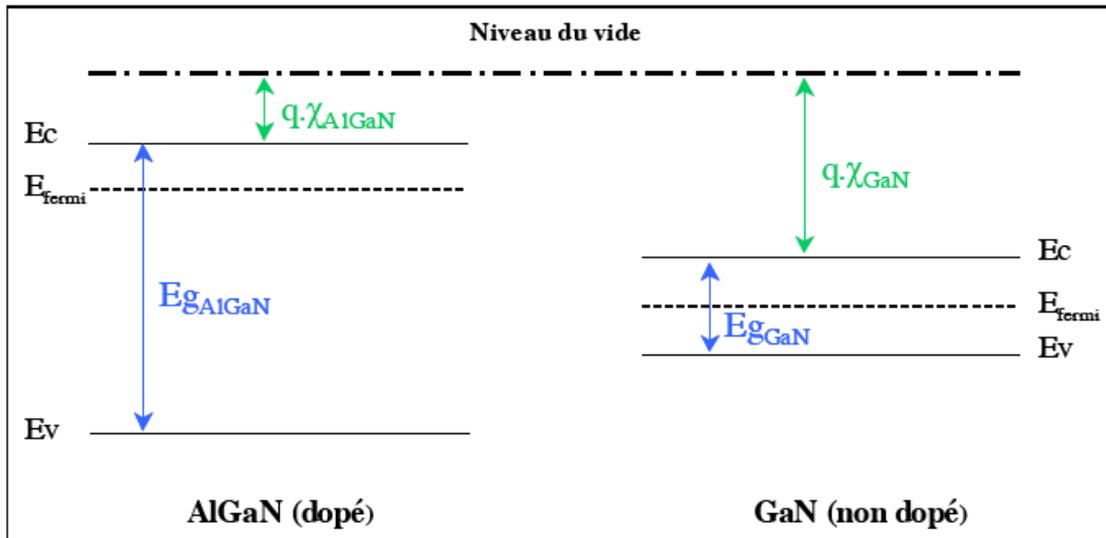


Figure 1-6: Niveaux d'énergie des matériaux mis en jeu dans l'hétérojonction

D'après les règles d'Anderson, la mise en contact des deux matériaux permet l'alignement de leurs niveaux de Fermi. Mais le niveau du vide ne pouvant pas subir de discontinuités, il en résulte une discontinuité de la structure de bande d'énergie à l'interface. La figure 1-7 ci-dessous montre les niveaux d'énergie à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle.

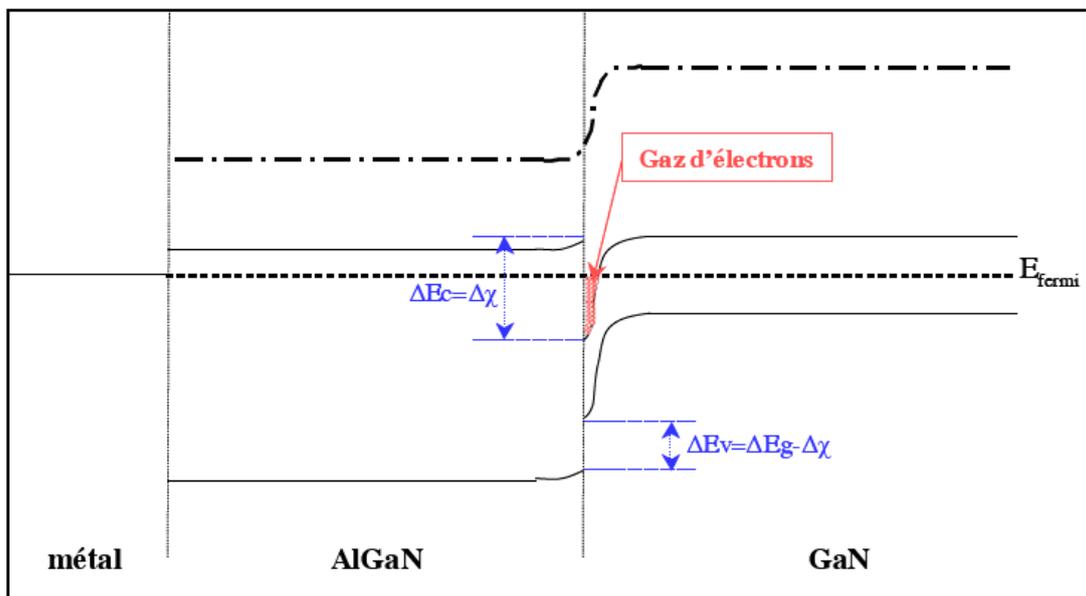


Figure 1-7: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée nulle

De la figure 1-7 nous pouvons constater la formation d'un puits quantique à l'interface dans le matériau de plus faible largeur de bande interdite (GaN). Ce puits est situé dans la partie supérieure du matériau à plus faible gap non dopé car, au-dessus, le matériau présentant la plus grande largeur de bande interdite joue le rôle de barrière. Les charges libres se regroupant à l'intérieur de ce puits sont à l'origine de la formation du canal d'un gaz d'électrons à deux dimensions qui entraîne le phénomène de conduction. La densité de porteurs dans ce canal dépendra du niveau de Fermi dans la bande interdite du matériau (niveau de dopage), de la différence de largeur de cette bande entre les deux matériaux ( $\Delta E_g$ ) et du dopage considéré. En appliquant une tension sur la grille du composant, on peut observer une modulation de ce gaz d'électrons et donc une modulation de la concentration de porteurs dans ce canal. Ainsi, une tension appliquée sur la grille d'un HEMT permet de contrôler le courant qui circule entre le drain et la source. A titre d'exemple, ce constat est illustré sur la figure 1-8, dans laquelle on voit les niveaux de Fermi mis en jeu à l'hétérojonction lorsqu'on applique une tension sur la grille du composant.

Une saturation du courant s'observe en raison de la vitesse de saturation des électrons pour de fortes valeurs de tension entre drain et source. Par conséquent, la mobilité étant plus élevée dans un gaz que dans un matériau dopé, le HEMT est plus rapide que le MESFET ce qui permet des applications à de plus hautes fréquences.

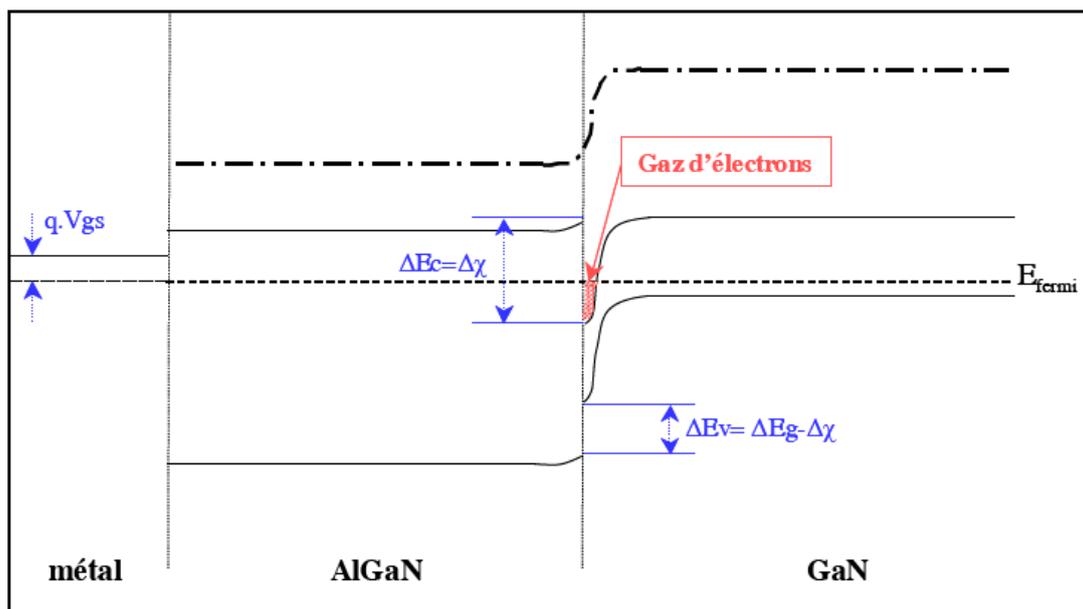


Figure 1-8: Niveaux d'énergie des matériaux à l'hétérojonction pour une tension appliquée non nulle

### II.1.2.2. Structure physique

Un composant HEMT est essentiellement constitué de trois matériaux différents : le substrat, un matériau à large bande interdite et un matériau à plus faible bande interdite. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, c'est la jonction de ces deux derniers matériaux qui est à l'origine de la formation d'un gaz d'électrons à l'interface, dont la densité est modulée par la tension appliquée à la grille du composant.

Un autre phénomène que caractérise également le fonctionnement d'un HEMT, c'est la jonction Schottky créée par la jonction du métal de la grille et du semi-conducteur du substrat.

La figure 1-9 présente la structure de base d'un HEMT. Nous donnerons ensuite quelques explications sur les différents éléments de ce composant.

- Substrat ou « bulk »: les substrats de nitrure de gallium sont encore très peu utilisés en raison de leur coût élevé et de leur petite taille. Les substrats les plus utilisés à ce jour, sont le carbure de silicium, le saphir et le silicium, sur lesquels peut s'effectuer la croissance d'une couche de cristaux de nitrure de gallium.
- Couche de nucléation : afin d'absorber une partie de la contrainte liée au désaccord de maille entre le substrat et le GaN, une couche mince de GaN est déposée sur le substrat. Cette dernière sert à débiter la croissance de la structure mais également à limiter la propagation des dislocations dues aux différences structurelles substrat-GaN dans le reste de la structure.

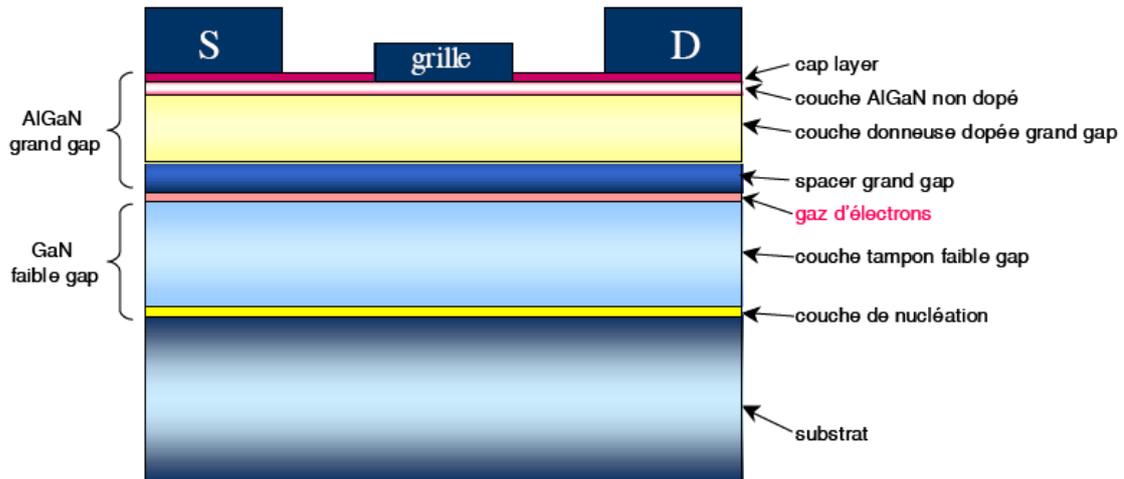


Figure 1-9: Structure physique de base d'un HEMT

- Couche tampon ou «buffer» : cette couche est constituée du matériau de plus faible largeur de bande interdite (dans notre cas, le GaN, avec un gap de 3.4eV). Dans la partie supérieure de cette couche va se former le gaz bidimensionnel d'électrons.
- Espaceur ou « spacer » : ce film est constitué du matériau de plus large gap (dans notre cas, l'AlGaIn, avec un gap de 3.82eV). Cette couche non dopée intentionnellement possède une épaisseur de quelques nanomètres et permet de réduire l'interaction électrons-donneurs entre le gaz d'électrons et la couche dopée. Cette zone est soumise à un compromis : plus elle est épaisse, plus la mobilité des électrons dans le canal augmente et plus la densité de charges est faible. Au contraire, plus le spacer est fin, plus la densité de charges disponibles dans le canal augmente induisant une plus faible résistance de source, une transconductance et une densité de courant plus grandes.
- Couche donneuse : qui représente une épaisseur de quelques nanomètres de matériau grand gap AlGaIn dopé. La concentration d'aluminium peut varier de 20% à 30% environ. Une zone désertée se forme dans cette couche au niveau de la jonction Schottky de grille ainsi qu'aux abords de l'hétérojonction.
- Couche AlGaIn non intentionnellement dopée : qui permet la réalisation d'un contact Schottky, ou redresseur de bonne qualité. Il est très difficile de réaliser un contact redresseur correct sur une couche fortement dopée puisque la courbure de bande de conduction favorise le passage du courant par effet tunnel.

- Couche superficielle ou « cap layer » : produit de bons contacts ohmiques de drain et de source. Cette fine couche de nitrure de gallium permet également de réduire les résistances d'accès et d'empêcher l'oxydation de la couche d'AlGaIn. Dans le but d'obtenir une bonne jonction Schottky de grille, un « encastrement » (recess) complet de cette épaisseur doit être réalisé sous le contact de grille. En raison de contraintes appliquées sur cette couche superficielle, il est observé un accroissement de la densité de porteurs dans le gaz bidimensionnel d'électrons à l'interface AlGaIn/GaN, dû aux phénomènes de polarisation piézoélectrique et spontanée considérables. Il en résulte une diminution de la mobilité des porteurs en raison de leur concentration qui augmente. En conséquence, des structures non dopées sont également étudiées présentant une mobilité supérieure et une densité plus faible.

### II.1.3. Quelques effets limitatifs

L'effet fondamental d'un transistor à effet de champ est une source de courant commandée en tension. Les conditions de travail ainsi que les défauts dans la structure du composant induisent des effets dispersifs qui eux-mêmes limitent le fonctionnement des transistors.

Pour mettre en évidence leur impact sur les performances des transistors, les effets thermiques et les effets de pièges sont décrits dans ce paragraphe. Ces effets sont présentés à titre informatif, car le modèle utilisé dans le deuxième chapitre ainsi que dans le paragraphe II du troisième chapitre de ce manuscrit de thèse ne prend pas en compte les effets thermiques et les phénomènes de pièges.

#### II.1.3.1. Les effets thermiques

[1.2], [1.4], [1.23]

La température ambiante et l'auto-échauffement du transistor contribuent à l'état thermique d'un composant. L'augmentation de la température interne de ce dernier se traduit par une puissance électrique dissipée due à l'effet Joule, une diminution de la mobilité des porteurs et la chute du courant de drain. A l'heure actuelle, le SiC est le meilleur substrat en terme de dissipation de la chaleur grâce à son importante conductivité thermique. Mais, quel que soit le substrat choisi, la thermique doit toujours être gérée au mieux, compte tenu des puissances élevées atteintes par les composants GaN.

### II.1.3.2. Les phénomènes de pièges

[1.2], [1.24]

#### *i) Les pièges : source de dégradation des caractéristiques électriques d'un transistor*

L'existence de différents types de défauts présents dans l'épitaxie et en particulier d'impuretés dans le réseau cristallin entraîne des phénomènes de pièges. Cette dénomination provient du fait que des porteurs libres sont « piégés » pendant un temps donné dans des niveaux d'énergie générés à cause des impuretés situées dans la bande interdite du matériau semi-conducteur. Il existe deux types de pièges : les donneurs et les accepteurs, selon leur état de charge respectivement positif ou négatif.

Les composants HEMTs à base de nitrure de gallium sont sensibles aux pièges étant donné que le GaN non dopé facilite le libre transit des électrons du gaz d'électrons vu précédemment. Les pièges altèrent de manière significative les performances électriques des composants. Les défaillances électriques proviennent du fait que ces pièges peuvent capturer ou émettre des charges avec des constantes de temps bien plus lentes que les périodicités des signaux appliqués. Le courant de sortie se dégrade avec un transitoire dû à la constante de temps de capture ou d'émission de pièges selon que des électrons du canal sont capturés ou émis respectivement. Une partie des charges du canal ne réagit plus immédiatement aux tensions appliquées, mais réagit aux pièges avec leurs constantes de temps propres et on a donc :

$$I_{ds} = f^{tion}(V_{gs}, V_{ds}, \text{états des pièges})$$

Les constantes de temps ( $\tau$ ) de capture et d'émission sont très différentes, et la capture d'un porteur libre par un piège est normalement bien plus rapide que l'émission. Elles dérivent habituellement de la loi d'Arrhenius, qui établit leur relation avec l'énergie d'activation du piège (niveau d'un piège par rapport à la bande de conduction ou de valence, selon les conventions) qui leur est associé et la température :

$$\frac{1}{\tau} = \Gamma \cdot \sigma \cdot T^2 \cdot \exp\left(-\frac{E_A}{kT}\right) \quad \text{Eq 1-5}$$

avec  $\Gamma$  : une constante,  $\sigma$  : section de capture du piège (en  $\text{cm}^2$ ) et  $E_A$  : son énergie d'activation (en eV).

Les pièges ajoutent des composantes basses fréquences au fonctionnement RF, et c'est pourquoi on parle de dispersion RF pour traduire leurs effets.

Deux effets prépondérants observés sur le courant de sortie se distinguent par leur mécanisme physique et par leur mode d'activation : le piégeage de grille (gate-lag) et celui de drain (drain-lag). En mesure, ces deux phénomènes sont différents dans le sens où le gate-lag intervient lors d'une variation de la tension de grille, alors que le drain-lag apparaît lors d'une variation de la tension de drain. La figure 1-10 représente les effets gate-lag et drain-lag sur le réseau I-V d'un transistor pour lequel  $V_{gs}$  varie de -5V à +1V par pas de 2 Volts.

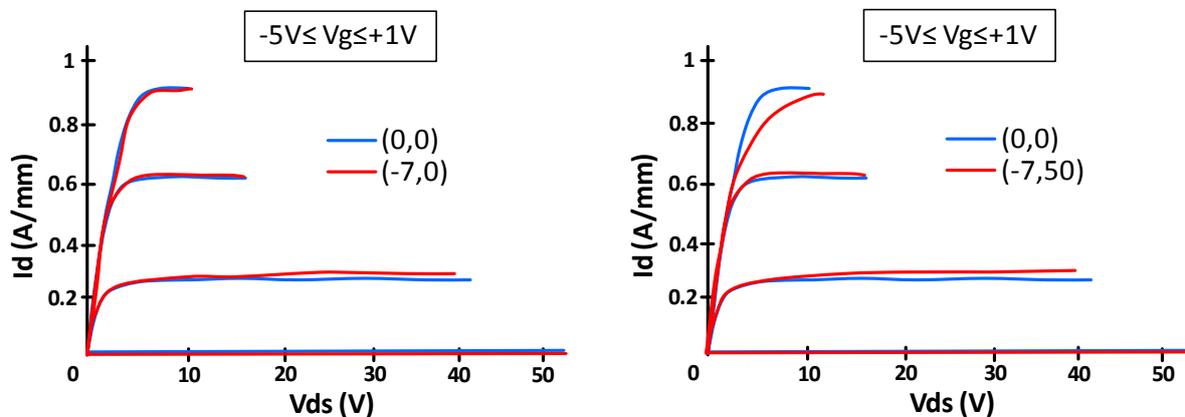


Figure 1-10: Caractéristiques  $I_d$ - $V_{ds}$  pulsées d'un  $2 \times 100 \mu\text{m}$  GaN-on-Si HEMT avec trois différents points de polarisation :  $V_{ds0}=0\text{V}$ ,  $V_{gs0}=0\text{V}$  comparé avec  $V_{ds0}=0\text{V}$ ,  $V_{gs0}=-7\text{V}$  et  $V_{ds0}=50\text{V}$ ,  $V_{gs0}=-7\text{V}$  [1.38]

#### ii) Passivation: solution pour la réduction des effets de pièges

La passivation est une couche qui masque les surfaces libres grille-source et grille-drain en déposant des films de  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{SiN}$  ou  $\text{Si}_3\text{N}_4$  au dessus de la couche d'AlGaIn [1.25] et après réalisation de la grille. Une nette réduction des effets de gate-lag est alors observée. On peut par exemple se référer à des travaux de mesures en impulsions effectuées par C. Charbonniaud [1.3] sur des transistors avant et après passivation.

#### II.1.4. Amélioration du claquage et augmentation de la densité des porteurs

La technologie d'ajout d'une métallisation de grille appelée plaque de champs ou « field plate » ou encore « overlapping » au-dessus de la couche de passivation du composant coté grille-drain, figure 1-11, est connue depuis 1969 [1.27]. Elle est utilisée pour augmenter la tension d'avalanche de façon significative par modification du profil du champ électrique et

surtout de la valeur du pic du champ électrique dans le transistor pour ne pas atteindre le champ électrique critique (figure 1-12) [1.34].

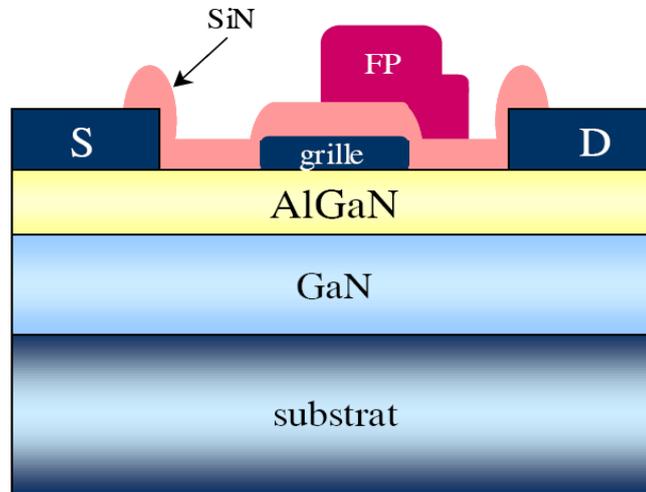


Figure 1-11: Structure d'un transistor HEMT GaN avec field-plate (FP)

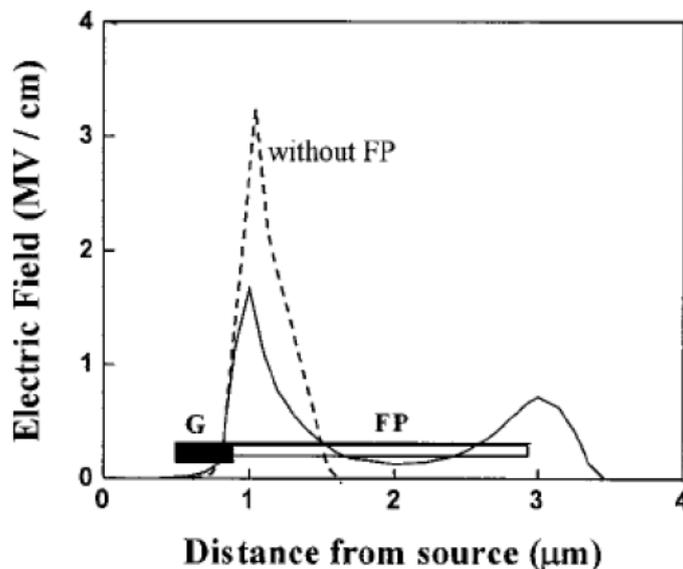


Figure 1-12: Simulation de la distribution du champ électrique le long de l'axe du gaz d'électrons bidimensionnel avec et sans field-plate [1.34]

Ando [1.28] a utilisé cette technique en 2003 pour les HEMTs AlGaN/GaN. Par la suite, des améliorations ont pu être apportées, par exemple, par multiplication du nombre de plaques de champ superposées, permettant de repousser les tensions de claquage jusqu'à plusieurs centaines de Volts [1.29] et par conséquent d'atteindre des densités de puissance accrues.

En terme de performance, nous pouvons citer la publication de *Wu et al* [1.30] du laboratoire Cree, qui indique en technologie double field plate, un transistor en classe B à  $V_{ds}=135V$  avec une densité de puissance de plus de  $40W/mm$  @ 4GHz associée à 60% de PAE et 16dB de gain.

Cependant, la technologie des plaques de champs (field-plates) reste limitée à des composants prévus pour fonctionner à des fréquences inférieures à 10-12 GHz au mieux, car leur présence provoque l'augmentation des capacités  $C_{gd}$  et/ou  $C_{gs}$ , et donc une diminution du gain en puissance des composants. Une solution pour remédier à ce problème réside dans la réalisation d'une connexion du field plate à la source du composant pour réduire ainsi la valeur de  $C_{gd}$ , ce qui conduit à une augmentation de la densité de puissance et donc du gain [1.31]. L'optimisation de la longueur du field plate est donc nécessaire en fonction de l'application envisagée.

D'autres propriétés, comme la densité de porteurs, peut être améliorée afin d'augmenter davantage la densité de puissance d'un composant.

Par exemple, un champ électrique de claquage plus élevé est obtenu suite à l'augmentation de la largeur du gap du composé AlGa<sub>x</sub>N<sub>1-x</sub>, lui-même résultant de l'augmentation de la fraction molaire en Al (allant jusqu'à 50%) [1.32] au sein de l'hétérojonction AlGa<sub>x</sub>N<sub>1-x</sub>/Ga<sub>0.52</sub>N<sub>0.48</sub>. Du fait de cette épitaxie, la discontinuité des bandes de conduction augmente, ce qui conduit aux plus fortes densités de porteurs dont la mobilité est plus forte aussi.

## II.2. Etat de l'art des transistors HEMTs en technologie GaN

[1.33], [1.54], [1.55]

Durant la dernière décennie, des progrès considérables et rapides ont été réalisés tant sur les matériaux GaN que sur les procédés technologiques et dispositifs à base de nitrure de gallium. Les précurseurs du domaine sont les principales filières commerciales des USA (Cree, Nitronex, RFMD,...) et du Japon (Sumitomo, Mitsubishi, Toshiba...). L'Europe a engagé ses premières études quelques années après les USA : un des intérêts majeurs du GaN étant d'ordre militaire, l'Europe se devait de se doter d'une source technologique

indépendante. De nombreux groupes de recherche travaillent sur les techniques et procédés d'épitaxie, les mesures, la conception des circuits et la fiabilité.

La référence [1.55] présente les activités concernant la technologie GaN en Europe. Plusieurs projets dans ce cadre sont traités et notamment le projet KorriGaN fondé par l'Agence de la Défense Européenne avec plusieurs pays participants (France, Italie, Allemagne, Pays-Bas, Suède, Espagne, Angleterre) avec 29 partenaires universitaires et industriels dont Thales 3-5Lab en France. L'autre important projet au niveau européen est GREAT fondé par l'Agence Spatiale Européenne. D'autres projets peuvent être cités comme Hyphen, UltraGaN, Morgan et AGAPAC. Les applications de ces derniers sont nombreuses dans les stations de base en téléphonie mobile, dans le domaine militaire (amplificateurs large bande, commutateurs et LNA robustes) ainsi que dans le domaine spatial. A titre d'exemple, un amplificateur large bande classe S « core chip MMIC » a été réalisé par l'IAF Fraunhofer et sa caractérisation avec une porteuse carrée à la fréquence de 2.14GHz montre une puissance de sortie de 5W associée à un rendement en puissance ajoutée de 70%. Pour cela une technologie de GaN 0.15 $\mu$ m ayant une fréquence de transition  $f_t$  de 50GHz est utilisée.

Les performances en puissance de sortie et en rendement en puissance ajoutée des transistors HEMT GaN sont publiées de manière abondante depuis ces dernières années. Des records de puissance de sortie peuvent ainsi être relevés pour les différentes fréquences relatives aux différents marchés entre 1 GHz et 40 GHz.

Le tableau 1-4 donné ci-dessous recense l'état de l'art des transistors HEMTs à base de nitrure de gallium relevés dans la bibliographie et valorisés au travers des performances de cellules d'amplifications simples. Nous illustrons dans ce tableau les performances obtenues avec des composants fonctionnant dans la bande de fréquences allant de la bande UHF à la bande Ku. Quelques composants qui fonctionnent aux ondes millimétriques sont indiqués.

Laboratoire	Substrat	Fréquence	Puissance de sortie/Densité de puissance	PAE/DE	V <sub>DRAIN</sub>	Commentaire	Publication
Cree	SiC	0.35-8GHz	5W	20%	28V	-	sept-2009 [1.35]
Cree	-	3.5GHz	11W	78%	28V	Classe F <sup>-1</sup>	sept-2009 [1.36]
Nitronex	-	1GHz	41.03dBm	78.8%	22V	Classe E <sup>-1</sup>	sept-2009 [1.37]
Projet GREAT2	Si	2GHz	10W/mm	29%	70V	Stabilité thermique	sept-2010 [1.38]
Cree	-	1.5-2.75GHz	10W	58%-78%	28V	-	sept-2010 [1.39]
IAF Fraunhofer	SiC	2.14GHz	90W	DE=59%	50V	Concurrent LDMOS	sept-2010 [1.40]
RF Micro Devices	SiC	2.8-3.2GHz	83W-100W	42%-52%	50V	-	sept-2010 [1.41]
Thales III-V Lab	SiC	10.24GHz	4.5W/mm	45%	25V	-	sept-2010 [1.42]
Selex Italy	SiC	9GHz	50W	30%	35V	Applications radar	sept-2010 [1.43]
IAF Fraunhofer	SiC	2-6GHz	40W-90W	-	28V	Large bande	sept-2010 [1.44]
Thales III-V Lab	SiC	10.5GHz	43W	53%	25V	Applications radar	mai-2010 [1.45]
University of California	SiC	4GHz	36dBm	57%	30V	Classe E	mai-2010 [1.46]
University of Waterloo	-	1.9-2.9GHz	45.8dBm	DE=63%	28V	-	mai-2010 [1.47]
RF Micro Devices	SiC	0.1-1GHz	100W	DE=70%	48V	-	mai-2010 [1.48]
Mitsubishi Electric Corporation	SiC	Bande C	100W	DE=68%	40V	Passivation SiN	mai-2010 [1.49]
Fujitsu	-	6-18GHz	10W	18%	40V	-	mai-2010 [1.50]
CAP Wireless Inc. (USA)	-	9.1-10.8GHz	80W	DE=30%	-	-	mai-2010 [1.51]
Cree	SiC	2.5-6GHz	25W	30%-50%	28V	Double field plate	mai-2010 [1.52]
TriQuint SC	SiC	2-18GHz	14W	28%	35V	-	mai-2010 [1.53]
Cree	-	0.55-1.1GHz	10.5W	DE=74%	28V	Classe F	juin-2011 [1.65]
Cree	-	1.75GHz 2.54GHz	37.8dBm 36.9dBm	78.4% 61.3%	28V	Classe E	juin-2011 [1.66]
Army Research Lab (Adelphi)	SiC	31.5GHz	31.7dBm	25%	20V	-	juin-2011 [1.67]
Cree	-	2.55GHz	33.6dBm	DE=31.3%	28V	Classe F <sup>-1</sup>	juin-2011 [1.68]
IAF Fraunhofer	-	40GHz	14W	77.5%	22.5V	Interrupteur	juin-2011 [1.69]
IAF Fraunhofer	SiC	14-18GHz	2.5W	-	35V	-	juin-2011 [1.70]
BAE systems	SiC	2-20GHz	15.4W	19.8%	-	Double field plate	juin-2011 [1.71]
Mitsubishi Electric Corporation	-	Bande Ku	60W	45%	30V	-	juin-2011 [1.72]
Sumitomo	SiC	2.14GHz	200W	DE <sub>moy</sub> =65%	20-65V	Classe F <sup>-1</sup> & V <sub>bd</sub> =300V	juin-2011 [1.22]
Mitsubishi Electric Corporation	-	3.7GHz	100W	67%	40V	-	juin-2011 [1.73]

Tableau 1-4: Etat de l'art des transistors et amplificateurs HEMT en nitrure de gallium

### III- Techniques d'amélioration du rendement

Le rendement électrique est pratiquement la performance principale qu'il convient d'optimiser dans les applications de puissance. Afin de répondre aux différents besoins dans les diverses applications des amplificateurs, ces derniers doivent consommer le moins d'énergie sous réserve de non distorsion exagérée du signal. Par ailleurs, la maximisation des performances en efficacité énergétique simplifie considérablement la gestion thermique aux niveaux composant, circuit et système.

Lorsqu'on effectue du recul de puissance sur un amplificateur d'architecture classique, on diminue de manière très importante les performances en rendement pour avoir une linéarité satisfaisante comme l'indique la figure 1-13 de principe.

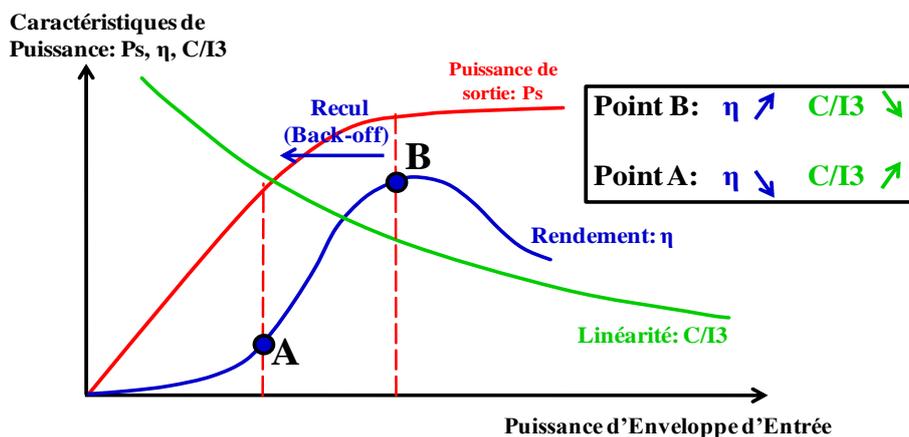


Figure 1-13 : Illustration du compromis rendement/linéarité – principe du Back-off de puissance

Pour ne pas avoir cet antagonisme direct entre performances en rendement et en linéarité, il convient de mettre en œuvre des architectures d'amplification spécifiques.

Nous allons nous intéresser ici à deux techniques majeures :

\* La technique Doherty en tant que technique « mature » et faisant référence. Cette technique est économiquement compétitive et est implantée dans les stations de base.

\* La technique dite de suivi d'enveloppe ou « Envelope Tracking » (ET) qui met en œuvre une polarisation dynamique des transistors et qui reste actuellement encore à l'état de recherche et développement. Nous ferons dans ce chapitre une représentation assez succincte

de cette technique. Celle ci fera l'objet d'investigations plus approfondies dans le troisième chapitre de ce manuscrit.

### III.1. L'amplificateur Doherty

[56], [57]

La technique Doherty permet de maintenir un rendement élevé sur une gamme de puissance importante à savoir depuis la puissance à saturation jusqu'à un recul de puissance de 6 à 8 dB typiquement. Nous allons présenter sa structure et son principe de base. Nous mentionnerons quelques relevés bibliographiques de cette technique à base des transistors HEMTs GaN.

#### ➤ Structure et principe général de l'amplificateur Doherty

L'amplificateur Doherty est constitué d'au moins deux transistors, un principal (« main ») et un auxiliaire (« peaking ») dont les sorties sont reliées entre elles par un inverseur d'impédance (ligne quart d'onde) qui lui permet d'avoir généralement une bande de 10 % autour de la fréquence centrale (figure 1-14). Un déphaseur en entrée de l'amplificateur auxiliaire permet d'ajuster la phase de manière à avoir une recombinaison en phase des deux signaux au niveau de la charge. La technique Doherty consiste donc à modifier de manière électronique la charge présentée à l'amplificateur de puissance. Typiquement la cellule principale est polarisée en classe AB et la cellule auxiliaire en classe B ou C.

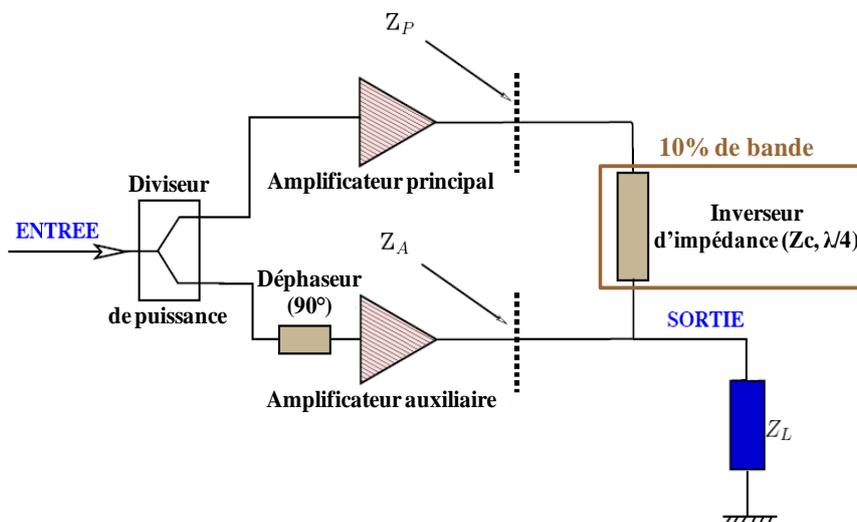


Figure 1-14: Configuration typique d'un amplificateur DOHERTY

En ce qui concerne le principe de base, pour des puissances faibles en entrée, seul l'amplificateur principal conduit et voit la charge  $Z_p=2 \cdot R_{opt}$  (où  $R_{opt}$  est l'impédance de charge optimale en fort signal). Lorsque la puissance d'entrée augmente, l'amplificateur principal commence à saturer et en même temps l'amplificateur auxiliaire se met à conduire et joue le rôle de charge active vis-à-vis du principal. En effet, il commence à conduire à partir d'une puissance dite de transition et jusqu'à sa saturation. Pour les forts niveaux de puissance d'entrée, les deux amplificateurs sont saturés et produisent approximativement le même courant de sortie à la fréquence fondamentale dans la charge. Le principal voit donc une charge  $Z_p=R_{opt}$ .

Comme l'indique la figure 1-15, les différentes impédances de charge vues en sortie du principal conduisent à différentes variations du cycle de charge de la cellule principale en fonction de la puissance d'entrée.

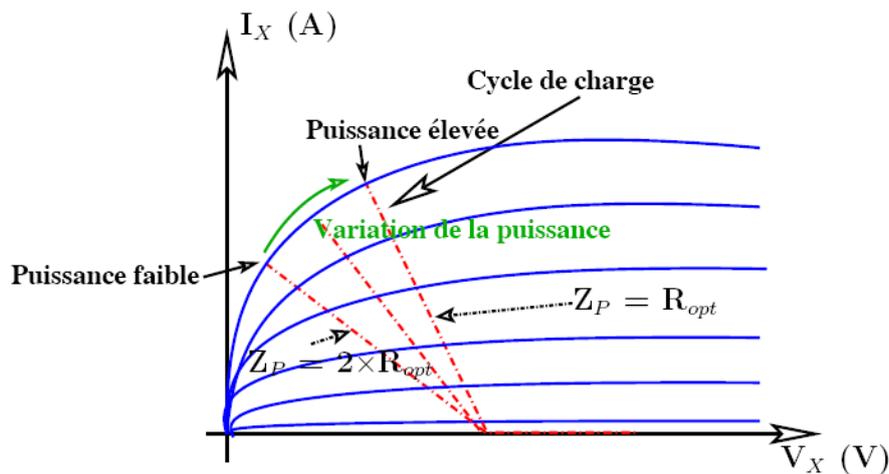


Figure 1-15: Influence de la variation de la charge sur le cycle de charge

La mise en œuvre d'une architecture Doherty se traduit typiquement par une allure de courbe de rendement telle que représentée sur la figure 1-16.

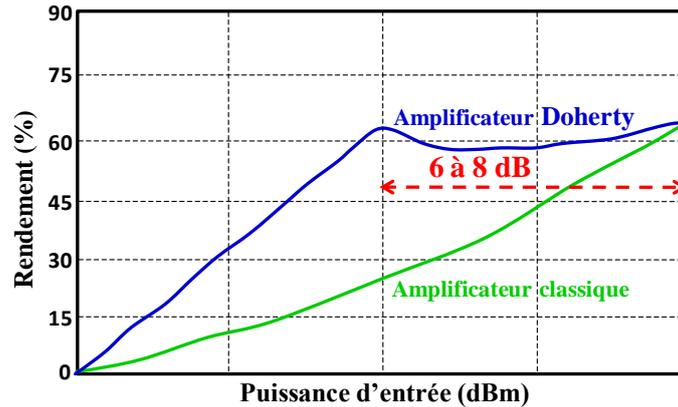


Figure 1-16: Allure de l'évolution du rendement d'un amplificateur Doherty

Généralement les caractéristiques de transfert d'enveloppe AM/AM et AM/PM d'un amplificateur Doherty ne sont pas : linéaire (pour l'AM/AM) et constante (pour l'AM/PM). Ainsi, il convient souvent d'appliquer une pré-distorsion numérique en bande de base pour avoir conjointement de bonnes caractéristiques en rendement et en linéarité.

Le principal handicap de l'architecture Doherty réside dans son fonctionnement bande étroite (5 à 10 %) en raison de l'utilisation de lignes quart-d'onde pour assurer la fonction inversion d'impédance.

➤ Relevés de quelques réalisations significatives

De nombreuses réalisations et publications sur les architectures Doherty au cours des dernières années témoignent de l'efficacité et de la maturité de cette technique. A ce titre, nous présentons dans ce paragraphe les performances obtenues de cette technique à travers des publications utilisant des transistors HEMTs en technologie GaN.

En terme de performances, nous pouvons citer, par exemple, la publication [1.58] d'une architecture Doherty dont l'amplificateur principal est en classe F et alimenté par une tension de 15V. Fonctionnant à 2.14 GHz, cet amplificateur Doherty délivre une puissance maximale de sortie de 3.2 W avec un rendement moyen de drain de 50%. Plus récemment encore, un amplificateur large bande fonctionnant entre 1.5 et 2.14 GHz [1.59], avec une polarisation de 28V (amplificateur principal classe AB+amplificateur auxiliaire classe C) délivre une puissance de sortie à 1 dB de compression  $P_{1dB}=43.8$  dBm avec une PAE maximale de 69% à 1.9 GHz et une bonne linéarité avec un ACLR (Adjacent Channel Leakage Ratio) de -35dBc.

Dans la publication [1.60], pour un amplificateur à 2.5 GHz avec une puissance de sortie de 50 W et une PAE de 48%, l'application d'une pré-distorsion numérique permet d'améliorer la linéarité faisant passer l'ACLR de -35 dBc à -46 dBc.

La réalisation de ce type d'amplificateur avec plusieurs cellules permet d'améliorer la dynamique en puissance. On peut citer, par exemple, la référence [1.61] qui décrit un amplificateur Doherty à 4 cellules (une principale et trois auxiliaires) à 2.14 GHz. Les caractérisations en CW démontrent une puissance de sortie de 100W et un rendement de drain de 77% avec une alimentation de drain de 34V. Cet amplificateur destiné à des applications de stations de base, présente dans une transmission WCDMA un PAR (Peak to Average Ratio) de 6.5 dB, une puissance moyenne de sortie de 43 dBm, un rendement de drain de 61% et un ACLR de -31 dBc.

### III.2. La technique de suivi d'enveloppe : "Envelope Tracking"

La technique d'Envelope Tracking consiste à forcer le fonctionnement de l'amplificateur en zone de compression (zone de rendement maximal) tout en maintenant un gain constant (linéarité) en fonction des fluctuations d'enveloppe du signal modulé d'entrée. Son principe va être étudié plus en détail dans le chapitre 3 de ce manuscrit de thèse. Nous décrivons ci dessous le principe général.

#### ➤ Synoptique global et principe de base

La figure 1-17 présente d'une manière schématisée et simplifiée le principe d'Envelope Tracking.

L'amplificateur PA est attaqué en entrée par un signal RF modulé à enveloppe variable. L'enveloppe est détectée au moyen d'un détecteur d'enveloppe et va servir pour l'élaboration du signal de commande de polarisation de sortie (drain ou collecteur). Le point de polarisation est donc contrôlé au rythme des fluctuations de la puissance d'enveloppe.

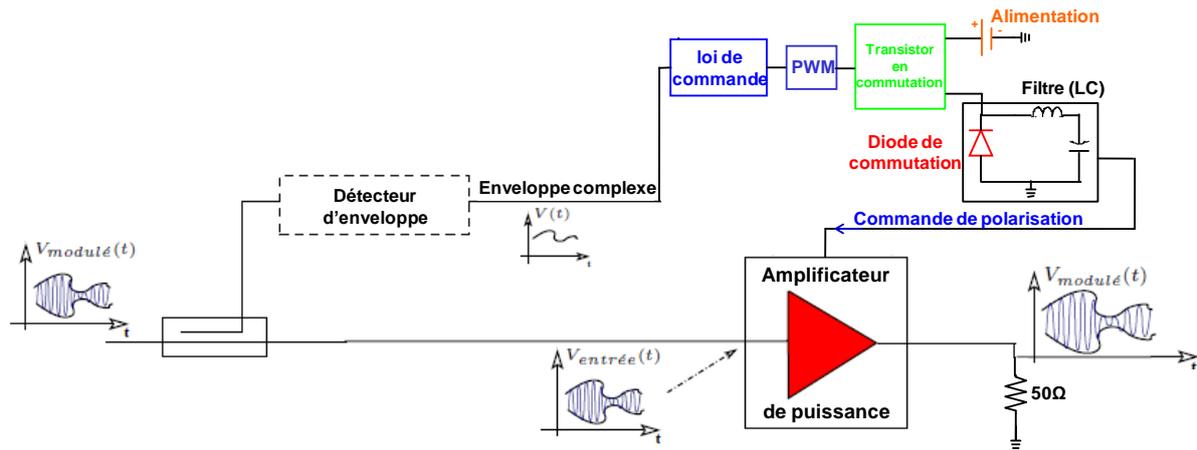


Figure 1-17: Synoptique global simplifié du principe de l'ET

Pour cela, une modulation de type PWM suivi d'un étage de commutation et d'un filtrage de reconstruction permettra, dans un cas idéal, de reproduire fidèlement le module du signal d'enveloppe complexe.

La polarisation de drain de l'amplificateur est ajustée dynamiquement selon une loi de commande appropriée, ce qui permet de chercher à avoir une amplification à gain constant quel que soit le niveau du signal. La correspondance entre niveau de puissance d'entrée et polarisation de drain est illustrée sur le graphique de principe de la figure 1-18.

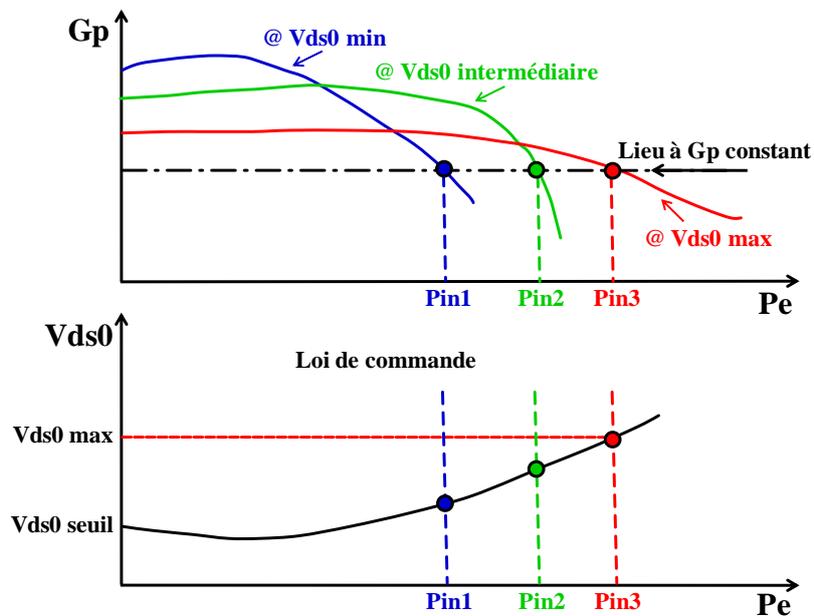


Figure 1-18: Principe d'amplification linéaire à haut rendement (technique « Envelope Tracking »)

Beaucoup de recherches se font actuellement sur la technique d'Envelope Tracking et le point critique réside dans l'architecture du modulateur qui doit reproduire le plus fidèlement possible le signal d'enveloppe d'entrée de plus large bande possible et ceci avec un rendement très élevé (>80%), pour ne pas trop impacter le rendement global (modulateur associé à l'amplificateur RF).

La référence [1.62] propose une architecture de modulateur à haut rendement (77%) pouvant délivrer une puissance moyenne de sortie de l'ordre de 120W dans le cas du traitement d'un signal ayant un rapport entre puissance crête et puissance moyenne ( PAPR (*Peak to Average Power Ratio*)) de l'ordre de 7.5 dB (signal WCDMA par exemple) avec une bande de 20 MHz. Ce modulateur est constitué de l'association en parallèle d'un étage fonctionnant en commutation (configuration de type « buck converter ») et d'un amplificateur linéaire conformément au schéma de la figure 1-19.

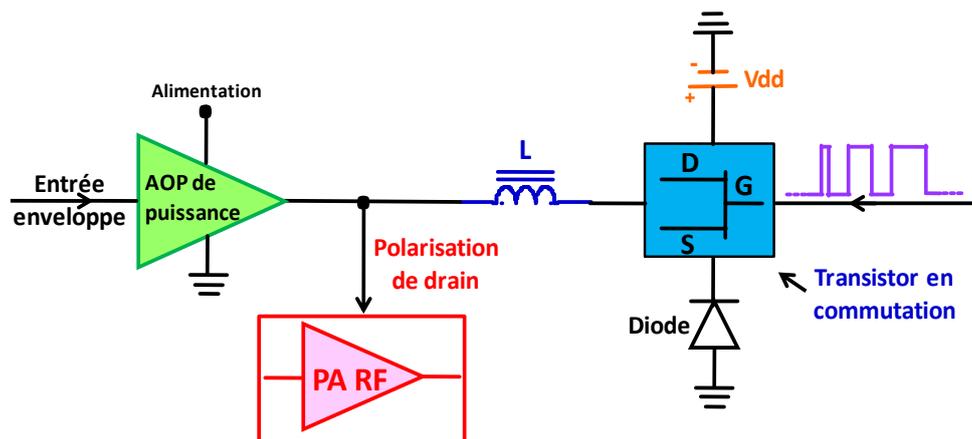


Figure 1-19 : Schéma simplifié du modulateur de puissance issu de la publication [1.62]

L'étage de commutation fonctionne à une fréquence de commutation faible pour favoriser le rendement. L'amplificateur linéaire fournit les variations autour du niveau de courant moyen fourni par la branche fonctionnant en commutation.

La référence [1.63] montre une réalisation d'amplificateur avec suivi d'enveloppe sur un amplificateur UHF LDMOS 100W à 250 MHz excité par un signal de type OFDM de vitesse de modulation de 1 MHz. La fréquence de commutation du modulateur de type « buck converter » est de 20 MHz. Celui-ci utilise un transistor LDMOS.

Pour une puissance de sortie de 40 W et un rendement en puissance ajoutée de 38 %, un ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) de -32dBc peut être atteint en appliquant une pré-

distorsion numérique. L'amélioration de rendement est de l'ordre de 10 points par rapport à une amplification conventionnelle avec back off de puissance pour avoir la même linéarité.

Notons enfin la référence [1.64] qui montre une combinaison de la technique Doherty avec la technique d'Enveloppe Tracking. L'amplificateur est fait de cellules GaN 10 W de Cree et fonctionne à 2.14 GHz. Il est caractérisé avec un signal CDMA. Une variation de polarisation de drain (entre 9V et 30 V) est appliquée sur la cellule principale du montage Doherty. La cellule auxiliaire travaille à tension de drain fixe et égale à 30V.

En appliquant cette technique, les auteurs indiquent améliorer le rendement de l'amplificateur Doherty d'environ 10 points et atteindre dans leur cas 51% de PAE.

## CONCLUSION

Dans ce premier chapitre, nous avons présenté les propriétés physiques et électriques du GaN qui prédestinent cette filière technologique aux applications de puissance dans la gamme des hyperfréquences. Du fait de sa structure et de ses particularités, nous avons vu l'influence du nitrure de gallium sur le fonctionnement d'un transistor à haute mobilité électronique.

Cette technologie a progressé à grand pas durant la dernière décennie et les performances en puissance de sortie et en rendement de puissance ajoutée des HEMTs sont publiées de manière abondante. Ces performances sont limitées par la thermique et les impuretés dans le réseau cristallin (pièges) mais peuvent être accrues comme nous l'avons vu en jouant sur la technologie, notamment avec la passivation, le dépôt de plaques de champ, etc....

Un relevé de l'état de l'art a été fait sur les performances des transistors HEMTs et amplificateurs simples de puissance pour la technologie nitrure de gallium. Ensuite, nous avons présenté des techniques d'amélioration du rendement, à savoir la technique Doherty «mature» et la technique d'Envelope Tracking qui est en cours d'investigation à l'heure actuelle.

Nous avons repris la technique d'Envelope Tracking au cours de ces travaux de thèse compte tenu de ses potentialités en terme de rendement et/ou linéarité notamment dans les stations des base. Toutefois, cette technique présente aussi des limitations en terme de bande de modulation. L'objectif de cette thèse est d'étudier pour des composants GaN, les avantages et les inconvénients de cette technique en essayant de trouver des solutions pour pallier les problèmes de bande passante en conservant des puissances et des rendements suffisants.

Pour cela, nous allons présenter les étapes successives de la modélisation d'un transistor HEMT GaN dans le chapitre 2. Le modèle obtenu a été ainsi utilisé au cours de la thèse pour l'étude par la simulation d'un modulateur et d'un amplificateur RF à 1.8 GHz qui seront présentés dans le chapitre 3. Les principales tendances obtenues à partir de simulations en équilibrage harmonique et en transitoire d'enveloppe du principe d'Envelope Tracking sur des amplificateurs en technologie nitrure de gallium seront montrées dans le dernier chapitre.

## REFERENCES

- [1.1] **H. Bousbia**, «Analyse et développement de la caractérisation en puissance, rendement et linéarité de transistors de puissance en mode impulsif», *thèse de doctorat n° 77-2006 soutenue le 18 Décembre 2006, Université de Limoges*
- [1.2] **A. Philippon-Martin**, «Etude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC», *thèse de doctorat n° 71-2007 soutenue le 06 Décembre 2007, Université de Limoges*
- [1.3] **C. Charbonniaud**, «Caractérisation et modélisation électrothermique non-linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-ondes», *thèse de doctorat n°55-2005 soutenue le 20 octobre 2005, Université de Limoges*
- [1.4] **M. Werquin**, «Etudes théoriques et expérimentales de transistors HEMTs de la filière nitrure de gallium pour les applications de puissance hyperfréquences», *thèse de doctorat soutenue le 14 Décembre 2005, Université de Lille*
- [1.5] **J. Y. Duboz**, «Matériaux semi-conducteurs à grand gap III-V à base de GaN», *Techniques de l'Ingénieur, traité d'Electronique, 1999 dossier E1995, <http://www.techniques-ingenieur.fr>*
- [1.6] **J. Camassel ; S. Contreras ; J. L. Robert**, «Matériaux semi-conducteurs à grand gap : SiC», *Techniques de l'Ingénieur, traité d'Electronique, 1999 dossier E1995, <http://www.techniques-ingenieur.fr>*
- [1.7] <http://www.ioffe.rssi.ru/SVA/NSM/Semicond/>, *site consulté en juin 2011*
- [1.8] **H. Mathieu**, « Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques », 5<sup>ème</sup> Edition, Dunod, Paris, 2004, ISBN 2 10 048633 0
- [1.9] **S. De Meyer**, «Etude d'une filière de composants HEMTs sur technologie de nitrure de gallium. Conception d'une architecture flip-chip d'amplificateur distribué de puissance à très large bande», *thèse de doctorat n° 26-2005 soutenue le 12 Septembre 2005, Université de Limoges*
- [1.10] **S. M. Sze**, «Semiconductor Devices-Physics and Technology», 1985, ISBN 0-471-87424-8
- [1.11] **R. Mousa**, «Caractérisation, modélisation et intégration de JFET de puissance en carbure de silicium dans des convertisseurs haute température et haute tension», *thèse de doctorat soutenue le 25 Juin 2009, INSA de Lyon*
- [1.12] <http://www.fact-index.com>, *consulté en Juin 2011*

- [1.13] **P.Chevalier**, « Transistor à effet de champ à hétérojonctions sur matériaux III-V », <http://www.polytech-lille.fr>, consulté en Juin 2011
- [1.15] **D.Delagebeaudeuf ; P. Delescluse ; P. Etienne ; M. Laviron ; J. Chaplart ; Nguyen T. Linh**, « Two dimensionnal electron gas MESFET structure », *Electronics Letters*, Vol. 16, No 17, Août 1980
- [1.16] **T. Mimura ; S. Hiyamizu ; T. Fujii ; K. Nanbu**, «A new field-effect transistor with selectively doped GaAs/n-AlxGal-xAs heterojunctions», *Japanese Journal of Applied Physics*, Vol. 19, No 5, Mai 1980, pages L225 à L227
- [1.17] **Y. F. Wu; B.P. Keller; S. Keller, D. Kopolnek; S. P. Denbaars, U. K. Mishra**, «Measured microwave power performance of AlGaIn/GaN MODFET», *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 17, pp. 455-457, 1996
- [1.18] **S. T. Sheppard; K. Doverspike; W. L. Pribble et al.**, «High power microwave AlGaIn/GaN HEMTs on semi-insulating silicon carbide substrates», *IEEE Electron Device Lett.*, Vol. 20, pp. 161-163, April 1999
- [1.19] **F. Ali; A. Gupta**, «HEMTs and HBTs: device, fabrication and circuits», *Ed. Artech house*, ISBN 0-89006-401-6, pp. 11-76
- [1.20] **C. Meliani**, «Circuits intégrés amplificateurs à base de transistors HEMT pour les transmissions numériques à très haut débit ( $\geq 40$  Gbit/s)», *thèse de doctorat soutenue le 17 Juin 2003, Université Paris VII Denis Diderot*
- [1.21] **R. Quéré**, «Cours de physique des composants», *Master THFO, Université de Limoges*
- [1.22] **F. Yamaki; K. Inoue; N. Ui; A. Kawano; S. Sano**, « A 65% Drain Efficiency GaN HEMT with 200W Peak Piwer For 20V to 65V Envelope Tracking Base Station Amplifier », *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.23] **R. Aubry; J. C. Jacquet ; B. Dessertenne ; E. Chartier ; D. Adam ; Y. Cordier ; F. Semond ; J. Massies ; M. A. Diforte-Poisson ; A. Romann ; S. L. Delage**, «Thermal characterization of AlGaIn/GaN HEMTs grown on silicon and sapphire substrates based on pulsed I-V measurements», *Eur. Phys. J. AP* 22, 77-82, 2003
- [1.24] **O. Jardel**, «Contribution à la modélisation des transistors pour l'amplification de puissance aux fréquences micro-ondes. Développement d'un nouveau modèle électrothermique de HEMT AlGaIn/GaN incluant les effets de pièges», *thèse de doctorat soutenue le 10 Avril 2008, Université de Limoges*
- [1.25] **W. S. Tan ; P. A. Houston ; P. J. Parbrook; G. Hill; R. J. Airey**, «Comparison of Different Surface Passivation Dielectrics in AlGaIn/GaN HFETs », *IEEE Trans. On Electron Devices*, vol. 48, pp.560-566, 2001

- [1.27] **H. R. Camenzind ; B. Polata ; J. Kocsis**, «ICs Break through the Voltage Barrier», *Electronics*, n° 42, 1969, p. 90
- [1.28] **Y. Ando; Y. Okamoto; H. Hiyamoto; T. Nakayama; T. Inoue; M. Kuzuhara**, «10W/mm AlGaIn/GaN HFET with a field modulating plate», *IEEE Electron Device Letters*, vol. 24, 2003, p. 289
- [1.29] **H. Xing; Y. Dora; A. Chini; S. Heikman; S. Keller et al.**, «High breakdown voltage AlGaIn/GaN HEMTs achieved by multiple field plates», *IEEE Electron Device Letters*, vol. 25, n° 4, April 2004
- [1.30] **Y. F. Wu; M. Moore; A. Saxler; T. Wisleder; P. Parikh**, «40W/mm Double Field plated GaN HEMTs», *Device Research Conference 64<sup>th</sup>*, pp. 151-152, June 2006
- [1.31] **U. K. Mishra**, «Status of AlGaIn/GaN HEMT technology-A UCSB perspective», *13<sup>th</sup> GAAS Symposium, Paris 2005*, pp. 21-28
- [1.32] **U. K. Mishra ; Y. Wu ; B. P. Keller; S. Keller et al.**, «GaN microwave electronics», *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, vol. 46, n° 6, pp. 756-761, June 1998
- [1.33] **J.-G. Tartarin**, «La technologie GaN et ses applications pour l'électronique robuste, haute fréquence et de puissance», [http://hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/34/10/09/PDF/Article\\_CNES\\_Tartarin.pdf](http://hal.archives-ouvertes.fr/docs/00/34/10/09/PDF/Article_CNES_Tartarin.pdf), consulté en Juin 2011
- [1.34] **S. Karmalkar, U.K. Mishra**, «Enhancement of Breakdown Voltage in AlGaIn/GaN High Electron Mobility Transistors Using a Field Plate», *IEEE Transactions On Electron Devices*, Vol.48, n°8, August 2001, pages : 1515-1521
- [1.35] **A. Sayed; A. Al Tanany; G. Boeck**, «5W, 0.35-8GHz Linear Power Amplifier Using GaN HEMT», *39<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 28 sept-2 oct 2009
- [1.36] **P. Saad; H. M. Nemati; M. Thorsell; K. Andersoon; C. Fager**, «An Inverse Class-F GaN HEMT Power Amplifier with 78% PAE at 3.5 GHz», *39<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 28 sept-2 oct 2009
- [1.37] **Y-S. Lee; M-W. Lee; S-H. Kam; Y-H. Jeong**, «High-Efficiency GaN HEMT Power Amplifier Design Based on Inverse Class-E Topology», *39<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 28 sept-2 oct 2009
- [1.38] **F. Medjdoub; D. Marcon; J. Das; J. Derluyn; K. Cheng; S. Degroote; N. Vellas; C. Gaquiere; M. Germain; S. Decoutere**, « GaN-on-Si HEMTs Above 10W/mm at 2GHz Together with High Thermal Stability at 325°C», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010

- [1.39] **A. Al Tanany; D. Gruner; A. Sayed; G. Boeck**, «Highly Efficient Harmonically Tuned Broadband GaN Power Amplifier», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.40] **M. Muber; H. Walcher; T. Maier; R. Quay; M. Dammann; M. Mikulla; O. Ambacher**, « GaN Power FETs for Next Generation Mobile Communication Systems», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.41] **M. Poulton; J. Martin; Jay Martin; D. Aichele**, «A Compact S Band 100W Integrated Gallium Nitride Multistage Power Amplifier», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.42] **O. Jardel; J. Mazeau; S. Piotrowicz; D. Caban-Chastas; E. Chartier; E. Morvan; P. Dueme; Y. Mancuso; S. L. Delage**, «GaN Power MMICs for X-Band T/R Modules», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.43] **C. Costrini; A. Cetronio; P. Romanini; G. Breglio; A. Irace; M. Riccio**, «50W X-Band GaN MMIC HPA: Effective Power Capability and Transient Thermal Analysis», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.44] **H. Sledzik; R. Reber; B. Bunz; P. Schuh; M. Oppermann; M. Muber; M. Seelmann-Eggebert; R. Quay**, «GaN Based Power Amplifiers for Broadband Applications from 2GHz to 6GHz», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.45] **S. Piotrowicz; Z. Ouarch; E. Chartier; R. Aubry; G. Callet; D. Floriot; J. C. Jacquet; O. Jardel; E. Morvan; T. Reveyrand; N. Sarazin; S. L. Delage**, «43W, 52% PAE X-Band AlGaN/GaN HEMTs MMIC Amplifiers», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.46] **V. Zomorrodian; Y. Pei; U. K. Mishra; R. A. York**, «High-efficiency classe E MMIC power amplifiers at 4GHz using AlGaN/GaN HEMT technology», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.47] **D. Wu; F. Mkaem; S. Boumaiza**, «Design of a Broadband and Highly Efficient 45W GaN Power Amplifier via Simplified Real Frequency Technique», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.48] **K. Krishnamurthy; T. Driver; R. Vetury; J. Martin**, «100W GaN HEMT Power Amplifier Module with 60% Efficiency over 100-1000MHz Bandwidth», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.49] **T. Yamasaki; Y. Kittaka; H. Minamide; K. Yamauchi; S. Miwa; S. Goto; M. Nakayama; M. Kono; N. Yoshida**, «A 68% Efficiency, C-Band 100W GaN Power Amplifier for Space Applications», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010

- [1.50] **S. Masuda; A. Akasegawa; T. Ohki; K. Makiyama; N. Okamoto; K. Imanishi; T. Kikkawa; H. Shigematsu**, «Over 10W C-Ku Band GaN MMIC Non-uniform Distributed Power Amplifier with Broadband Couplers», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.51] **P. G. Courtney; T. Tran; C. Bartak; S. Behan; P. Jia**, «High Efficiency 80W X-Band Power Amplifier using Coaxial Waveguide Spatial Power Combining Technique», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.52] **J. W. Palmour; C. Hallin; A. Burk; F. Radulescu; D. Namishia; H. Hagleitner; J. Duc; B. Pribble; S. T. Sheppard; J. B. Barner; J. Milligan**, «100 mm GaN-on-SiC RF MMIC Technology», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.53] **E. Reese; D. Allen; C. Lee; T. Nguyen**, «Wideband Power Amplifier MMICs Utilizing GaN on SiC», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.54] **N. J. Koliass; C. S. Whelan; T. E. Kazior; K. V. Smith**, « GaN Technology for Microwave and Millimeter Wave Applications», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.55] **R. Quay; M. Mikulla**, «Gallium nitride RF-Devices: An Overview on the Development Activities in Europe», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.56] **L. Bacqué**, «Optimisation du rendement d'amplificateurs de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes», *thèse de doctorat n° 67-2008 soutenue le 28 Novembre 2008, Université de Limoges*
- [1.57] **S. C. Cripps**, «RF Power Amplifiers for Wireless Communications», 1999, ISBN 0-89006-989-1
- [1.58] **P. Colantonio; F. Giannini; R. Giofre; L. Piazzon**, «Efficiency Improvement in Doherty Power Amplifier by Using Class F Approach», *39<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 28 sept-2 oct 2009
- [1.59] **K. Bathich; A. Z. Markos; G. Boeck**, «A Wideband GaN Doherty Amplifier with 35% Fractional Bandwidth», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.60] **A. Z. Markos; K. Bathich; F. Golden; G. Boeck**, «A 50W Unsymmetrical GaN Doherty Amplifier for LTE Applications», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 26 sept-1 oct 2010
- [1.61] **A. Grebennikov**, «A high-Efficiency 100-W Four-Stage Doherty GaN HEMT Power Amplifier Module for WCDMA Systems», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011

- [1.62] **T. M. Aitto-oja**, «High Efficiency Envelope Tracking Supply Voltage Modulator for High Power Base Station Amplifier Applications», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.63] **L. Bacque; G. Nanfack-Nkondem; P. Bouysse; G. Neveux; J-M. Nebus; W. Rebernack; L. Lapierre; D. Barataud; R. Quere**, «Implementation of dynamic bias and digital predistortion to enhance efficiency and linearity in a 100W RF amplifier with OFDM signal», *International Journal of microwave and wireless technologies*, Vol 1 issue 4, n°2009, aout, pp 261-268
- [1.64] **J. Moon; J. Son; J. Kim; I. Kim; S. Jee; Y. Y. Woo; B. Kim**, «Doherty Amplifier with Envelope Tracking for High Efficiency», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 23-28 mai 2010
- [1.65] **V. Carrubba; J. Lees; J. Benedikt; P. J. Tasker; S. C. Cripps**, «A Novel Highly Efficient Broadband Continuous Class-F RFPA Delivering 74% Average Efficiency for an Octave Bandwidth», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.66] **D. Kalim; R. Negra**, «Concurrent Planar Multiharmonic Dual-Band Load-Coupling Network for Switching-mode Power Amplifiers», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.67] **J. X. Qiu; A. M. Darwish; E. A. Viveiros; H. A. Hung; K. Kingkeo**, «Linearity Characteristics Study of Millimeter-Wave GaN Power Amplifier», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.68] **J. Wang; Y. Xu; X. Zhu**, «Digital Predistorted Inverse Class-F GaN PA with Novel PAPR Reduction Technique», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.69] **S. Heck; S. Maroldt; A. Brackle; R. Quay; M. Berroth**, «Comparison of a Single and a Dual-Gate GaN Switching-Amplifier for Future Communication Systems», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.70] **P. Dennler; F. Van Raay; M. Seelmann-Eggebert; R. Quay; O. Ambacher**, «Modeling and Realization of GaN-Based Dual-Gate HEMTs and HPA MMICs for Ku-Band Applications», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.71] **J. J. Komiak; K. Chu; P. C. Chao**, «Decade Bandwidth 2 to 20 GHz GaN HEMT Power Amplifier MMICs in DFP and No FP Technology», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011
- [1.72] **K. Yamauchi; H. Noto; H. Nonmura; S. Kunugi; M. Nakayama ; Y.Hirano**, «A 45% Power-Added-Efficiency, Ku-band 60W GaN Power Amplifier», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011

[1.73] **S. Miwa; Y. Kittaka; T. Tanii; T. Yamasaki; Y. Kamo; Y. Tsukahara; M. Kohno; S. Goto; A. Shima**, «A 67% PAE, 100W GaN Power Amplifier with On-Chip Harmonic Tuning Circuits for C-band Space Applications», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 05-10 juin 2011

## **Chapitre 2 : Modélisation électrique du transistor HEMT AlGaN/GaN de puissance et sa validation expérimentale**

## INTRODUCTION

Nous avons décrit dans le premier chapitre de ce manuscrit, les propriétés et l'intérêt de la technologie HEMTs GaN pour la génération de puissance aux fréquences micro-ondes. De nombreuses références témoignent des importantes puissances délivrées par les amplificateurs conçus à base de ces composants.

L'objet de cette thèse étant d'étudier le principe de la technique de suivi d'enveloppe utilisant des modulateurs de puissance, un composant GaN a été modélisé afin de mettre à profit ses propriétés pour l'étude de solutions d'amplification de puissance à haut rendement par la méthode de polarisation dynamique de drain.

Pour ce faire, une caractérisation au préalable d'un transistor  $8 \times 250 \mu\text{m}$  AlGaN/GaN de Thales 3-5Lab a été effectuée à l'aide des différents moyens de mesures du laboratoire Xlim. Grâce aux mesures en mode impulsionnel, un modèle électrique du transistor pertinent pour la conception CAO a été extrait. Nous avons également évoqué, les différents phénomènes dispersifs (pièges et thermique) et leur influence sur les caractéristiques en puissance des transistors. Pour simplifier, lors de la modélisation, ces effets n'ont pas été pris en compte. Le modèle sera utilisé par la suite dans le chapitre 3 pour une étude de principe en simulation d'un amplificateur et d'un modulateur séparément dans un premier temps et l'association de ces deux fonctions afin d'étudier le principe d'Envelope Tracking dans un second temps.

Nous allons présenter dans ce chapitre le modèle non-linéaire du transistor de développement de grille de 2mm comprenant 8 doigts de  $250 \mu\text{m}$  en passant par les différentes étapes nécessaires pour son extraction. Sa validation fonctionnelle pour plusieurs points de polarisation par les mesures va être également mise en évidence.

## I- Le composant : approvisionnement et contexte d'utilisation

Les travaux de cette thèse sont effectués dans le cadre du projet ANR Attitude 4G+ avec le consortium comprenant UMS, Alcatel Lucent, Thales 3-5Lab, RFPA, Systrel ainsi qu'Xlim. Ce projet est dédié à l'application de la technologie des composants HEMTs GaN pour des émetteurs de base de future génération.

Une des tâches attribuées au laboratoire Xlim était la caractérisation et la modélisation de transistors. Afin notamment de pouvoir établir la loi de commande de l'amplificateur utilisant la technique de suivi d'enveloppe (Envelope Tracking : ET), nous avons travaillé au préalable sur une cellule unitaire de transistor GaN fourni par Thales 3-5Lab. Il s'agit dans un premier temps de modéliser le transistor grâce à des campagnes de mesures de réseaux I [V] et de paramètres [S] en impulsions courtes. Le modèle issu de ces mesures doit permettre de simuler le fonctionnement de l'amplificateur lorsque le principe de l'ET lui est appliqué. Ce modèle pouvant servir à la fois pour l'amplificateur RF comme pour la fonction de modulation de polarisation.

## II- Caractérisation du composant

La mesure des caractéristiques I [V] et des paramètres [S] en impulsions a été utilisée pour caractériser le transistor GaN. Elle a été réalisée au sein d'Xlim sur le site de Brive. Cette mesure permet de contrôler en partie des problèmes d'auto-échauffement, de mettre en évidence les phénomènes électriques dus aux pièges en comparant les caractéristiques I [V] pour différents états de pièges choisis et surtout de pouvoir essayer de séparer les deux phénomènes afin de les analyser.

La bande de fréquence couverte pour les mesures peut s'étendre jusqu'à 40 GHz. On peut se référer, par exemple, à [2.1], [2.2], [2.3], [2.4], [2.5], [2.6], qui traitent de la caractérisation à l'aide de ce banc et de la modélisation de composants. Le fonctionnement de ce banc peut être séparé en deux parties distinctes. La première consiste en la mesure des caractéristiques I [V] des composants, la deuxième en la mesure des paramètres [S] au cours de ces impulsions.

## II.1. Principe du banc de mesure I [V] en régime impulsionnel

Le principe de la mesure en pulse consiste à décrire l'ensemble du réseau I [V] par des mesures quasi-isothermes en appliquant de brèves impulsions autour d'un point de polarisation de repos choisi. Le point de polarisation de repos est assuré par les niveaux de tensions  $V_{gs0}$  et  $V_{ds0}$ . Il en résulte un courant de polarisation  $I_{ds0}$ . Les impulsions, dont les niveaux sont représentés par  $V_{gsi}$ ,  $I_{gsi}$ ,  $V_{dsi}$  et  $I_{dsi}$ , décrivent l'ensemble des caractéristiques de sortie et d'entrée du transistor.

Afin de satisfaire aux conditions énoncées précédemment, les durées et la récurrence des impulsions doivent répondre aux spécifications suivantes :

- La durée de l'impulsion doit être suffisamment grande pour atteindre l'état établi, permettant une mesure précise des tensions et des courants ;
- La durée de l'impulsion doit être suffisamment brève pour que la température n'ait quasiment pas le temps de changer (température de jonction = température de socle), quel que soit le niveau de puissance injectée au transistor durant l'impulsion ;
- Le temps hors impulsion, où le transistor est soumis au point de polarisation, doit être très grand devant la durée des impulsions (rapport cyclique toujours inférieur à 10%) : l'état thermique moyen est alors uniquement piloté par le point de polarisation de repos.

## II.2. Principe du banc de mesure I [V] et paramètres [S] en impulsions

Le principe de la mesure des paramètres [S] en mode impulsionnel consiste à venir superposer sur l'état établi des impulsions I [V] une onde RF de faible signal. Comme cela peut être vu sur la figure 2-1, à chaque point de mesure des caractéristiques I [V] correspond une mesure de paramètres [S]. Typiquement, pour un pulse DC de 400 ns, un pulse RF de durée égale à 250 ns centré dans l'impulsion DC est utilisé de façon à être hors de la zone des « overshoots ». Ces mesures permettent ainsi d'acquérir les paramètres petit signal autour d'un point de polarisation instantané ( $V_{gsi}$ ,  $V_{dsi}$ ) dans toute la zone d'utilisation possible du transistor et ceci pour un état thermique et de pièges fixés par le point de repos ( $V_{gs0}$ ,  $V_{ds0}$ ).

L'intérêt des paramètres [S] pulsés est de connaître les valeurs précises des paramètres petits signaux pour chaque point du réseau I [V] mesuré lui aussi en régime pulsé, mais aussi d'avoir ces données sur la totalité du domaine de fonctionnement du composant. Ces paramètres [S] ainsi mesurés permettront l'extraction des paramètres du modèle.

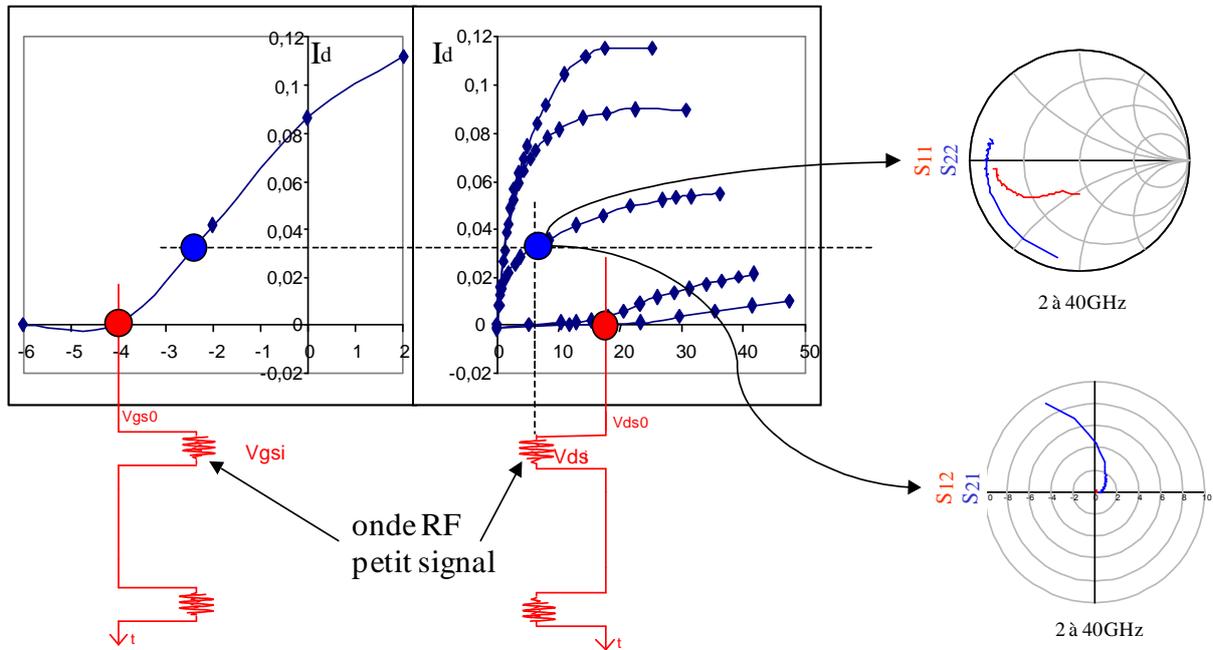


Figure 2-1 : Principe des mesures I [V] et paramètres S en régime impulsionnel

La répartition des points de mesure sur une courbe est basée sur le principe de la dichotomie récursive. L'avantage de cette méthode réside dans la disposition pertinente des points de mesure nécessaires pour la description d'une courbe, ainsi qu'un temps de mesures optimisé.

### II.3. Impact des effets dispersifs sur le réseau I [V] d'un transistor

Bien que nous n'intégrerons pas la modélisation des effets dispersifs (pièges et thermique) dans notre modèle, nous décrivons ci-après succinctement la manifestation de ces effets sur les caractéristiques I [V] en les illustrant sur des composants qui ont été caractérisés à Xlim.

### II.3.1. Exemple de mise en évidence des effets thermiques

Pour une polarisation dite « froide » (transistor pincé ou tension de drain nulle), il n'y a pas de génération de puissance dissipée. Ainsi, la température de jonction du transistor est uniquement contrôlée par le chuck thermique de la table sous pointes. Pour différentes valeurs de ce dernier, il est possible de mesurer l'évolution des réseaux  $I[V]$  et des paramètres  $[S]$  et mettre ainsi en évidence les effets thermiques du transistor imposés par la thermique des conditions de mesures.

La figure 2-2 présente la comparaison des mesures du réseau  $I_{ds}=f(V_{ds})$  à la polarisation de repos ( $V_{ds0}=0V$  ;  $V_{gs0}=0V$ ) pour plusieurs températures de chuck différentes illustrée sur un transistor HEMT GaN 8x75 $\mu$ m AEC1148 caractérisé à Xlim.

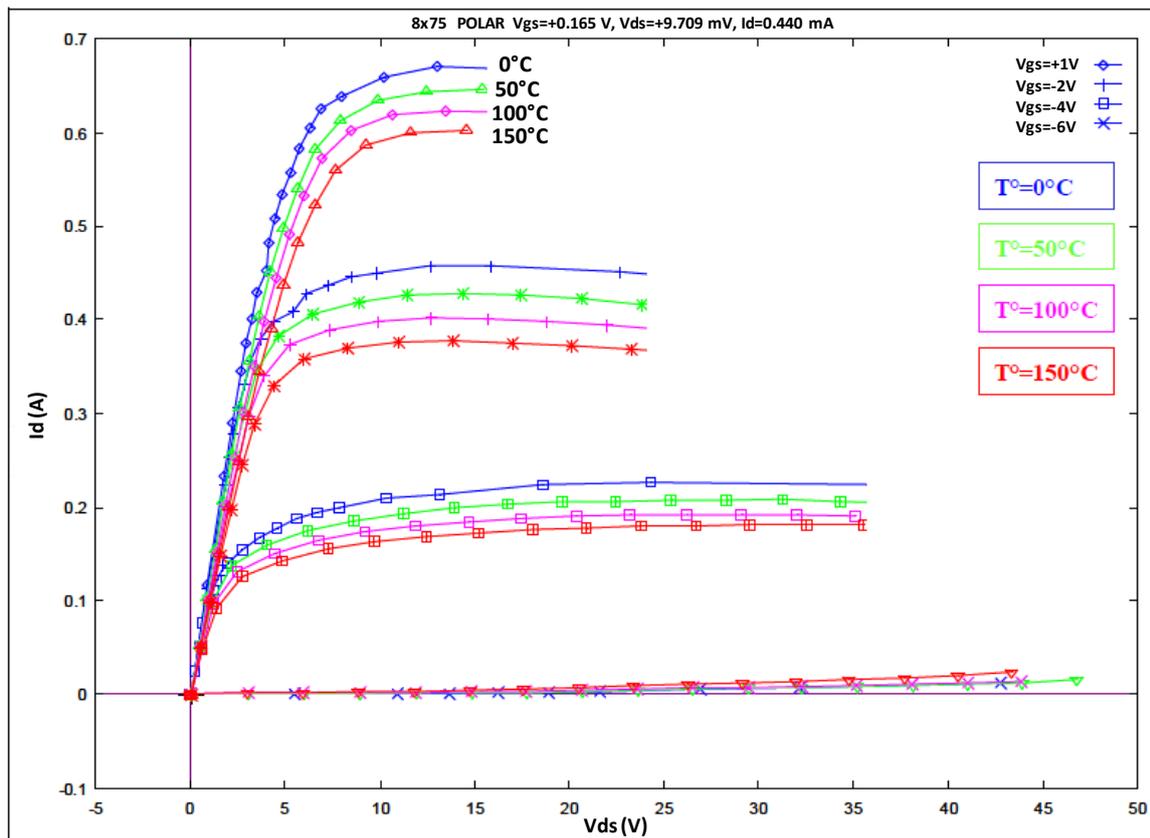


Figure 2-2 : Comparaison de réseaux  $I[V]$  pour des températures de 0°C à 150°C au point de repos ( $V_{ds0}=0$  ;  $V_{gs0}=0V$ ) [2.9]

Le phénomène que nous voyons sur cette figure s'explique de la manière suivante : le courant dans un transistor à effet de champ est fonction de la mobilité des porteurs, or celle-ci diminue lorsque la température augmente (cf. Chapitre 1), entraînant ainsi une diminution du

courant. Cette diminution est uniquement due à la température de chuck car il n'y a quasiment pas d'auto-échauffement du transistor vu qu'il est polarisé à froid.

La mesure en mode continu permet d'observer le phénomène d'auto-échauffement figure 2-3. Dans ce cas, le courant de sortie est « transparent » aux effets de pièges car le nombre moyen des électrons capturés est égal au nombre moyen de ceux émis dans le canal.

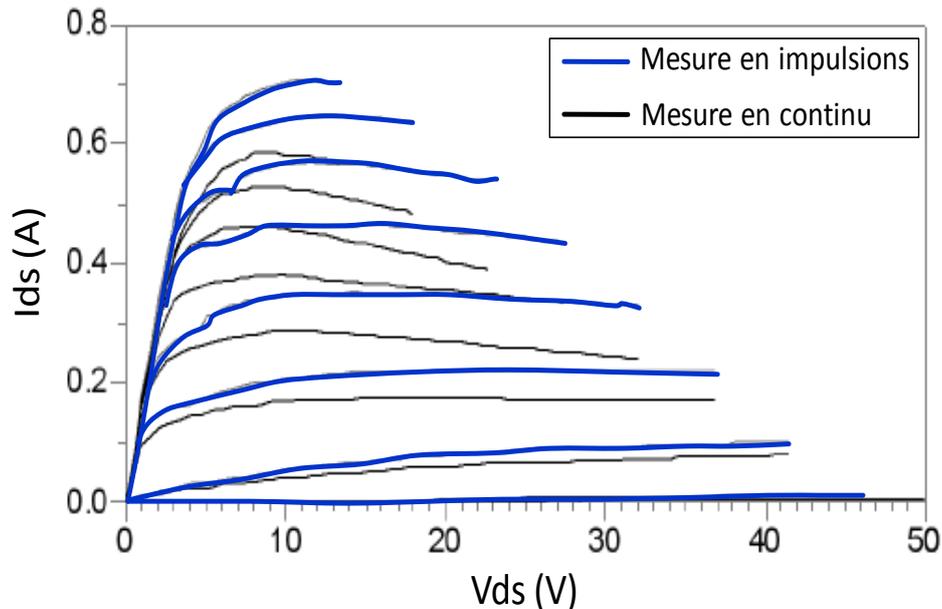


Figure 2-3 : Mise en évidence des phénomènes d'auto-échauffement grâce à des mesures en continu (en noir : mesures en continu, en bleu : mesures en impulsions) [2.7]

### II.3.2. Illustration de l'influence des phénomènes de pièges

[2.7], [2.8]

Pour toute la mesure des caractéristiques I [V], l'état des pièges et l'état thermique sont fonction du point de polarisation de repos. Par conséquent, la dispersion entre les mesures à différents points de repos des caractéristiques IV en conservant le même état thermique du composant, reflétera les effets de pièges.

#### II.3.2.1. Pièges de grille « gate lag »

Afin de mettre en évidence les pièges de grille, la mesure en régime pulsé est effectuée en variant la polarisation  $V_{gs0}$  en maintenant la valeur de  $V_{ds0}=0V$  c'est-à-dire à puissance

dissipée identiquement nulle. Comme le montre la figure 2-4, la baisse du courant de drain est due aux effets de pièges associés à la tension de polarisation de grille (gate lag).

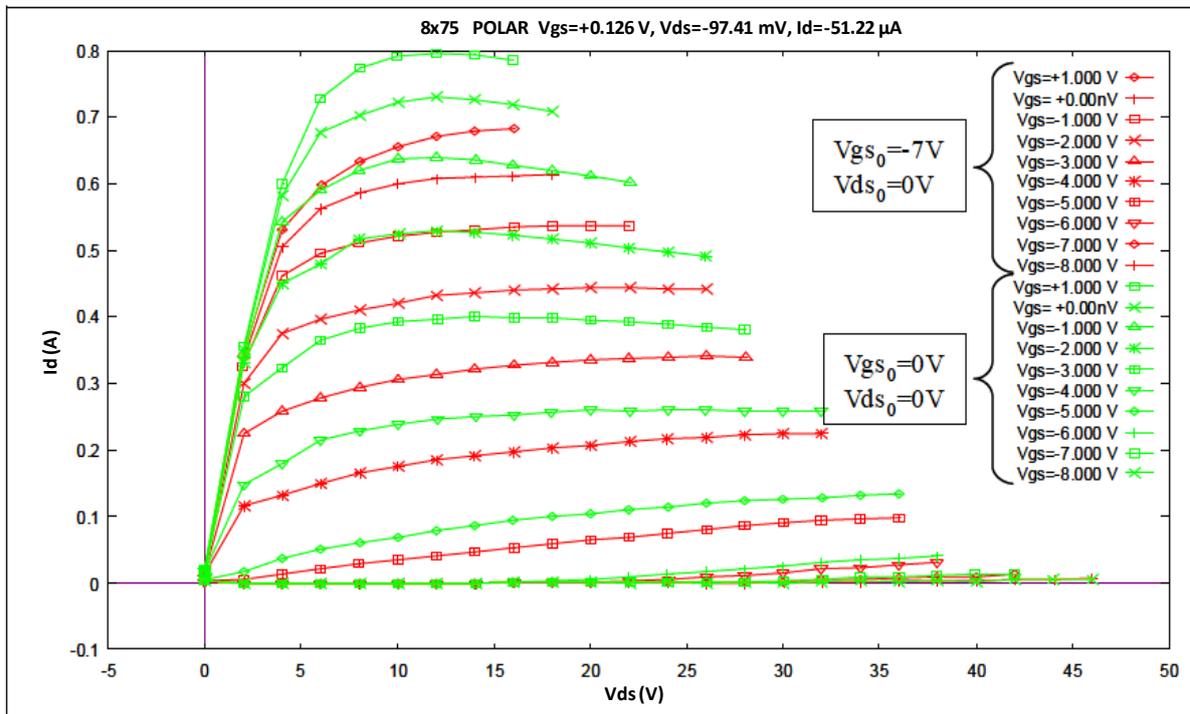


Figure 2-4 : Exemple de mise en évidence des effets de pièges de grille (transistor HEMT GaN 8x75 $\mu\text{m}$  caractérisé à Xlim) [2.9]

### II.3.2.2. Pièges de drain « drain lag »

Réciproquement, en maintenant la valeur de  $V_{gs0}=V_p$  et en variant le point de polarisation  $V_{ds0}$ , les pièges de drain pourront être mis en évidence. Une diminution du courant de sortie plus ou moins accentuée est due aux phénomènes de pièges de drain.

De manière générale, il s'en suit que pour un point de polarisation de repos nominal, le réseau I [V] intègre, pour ce point de polarisation, l'ensemble des phénomènes des pièges.

## III- Différentes étapes de la modélisation du transistor pour l'étude

Nous appliquons maintenant l'outil de caractérisation pour la caractérisation d'un transistor AlGaN/GaN de taille 8x250 $\mu\text{m}$  de longueur de grille de 0.7 $\mu\text{m}$  fourni par Thales 3-5Lab. La caractérisation par l'outil de mesures des paramètres [S] et réseaux I [V] en impulsions a été faite par Guillaume MOUGINOT. Cette modélisation a été réalisée avec la

contribution d'Alaaeddine RAMADAN à travers différentes étapes dont les principes sont décrits dans ce paragraphe. Les valeurs des paramètres du modèle obtenues à chaque étape sont également données.

### III.1. Principe de la modélisation linéaire (petit signal)

[2.10], [2.11], [2.12], [2.13]

La figure 2-5 illustre le schéma équivalent petit signal d'un transistor à effet de champ. Ce dernier est composé de deux parties : une partie intrinsèque (8 éléments) et une partie extrinsèque (8 éléments) correspondant aux éléments parasites dus aux accès du transistor.

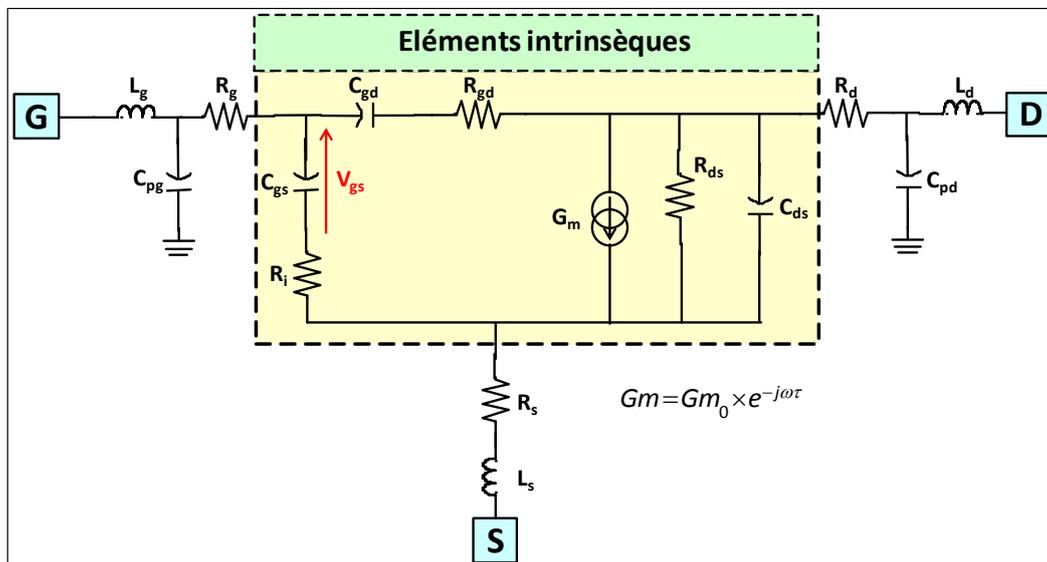


Figure 2-5 : Topologie du schéma équivalent petit signal

Grâce à l'algorithme de calcul d'extraction directe d'Xlim couplé à une procédure d'optimisation, les éléments du modèle petit signal sont extraits. L'optimisation des valeurs des éléments extrinsèques s'effectue afin que l'ensemble des paramètres intrinsèques (obtenus par extraction directe) soit indépendant de la fréquence [2.14]. L'algorithme mis en place pour la recherche des éléments extrinsèques consiste donc à minimiser l'écart entre les éléments mesurés et les éléments du modèle pour chaque point de fréquence mesuré, tout en recherchant à obtenir des paramètres intrinsèques constants en fonction de la fréquence.

Le principe de la méthode d'extraction directe consiste à extraire la matrice admittance intrinsèque  $[Y]^{int}$  à partir des paramètres  $[S]$  mesurés (extraction directe). Ensuite, à partir de la matrice admittance intrinsèque on extrait par calcul analytique l'ensemble des paramètres

intrinsèques du modèle. La matrice  $[Y]^{int}$  est obtenue par transformations successives de la matrice  $[S]^{mes}$  (figure 2-6).

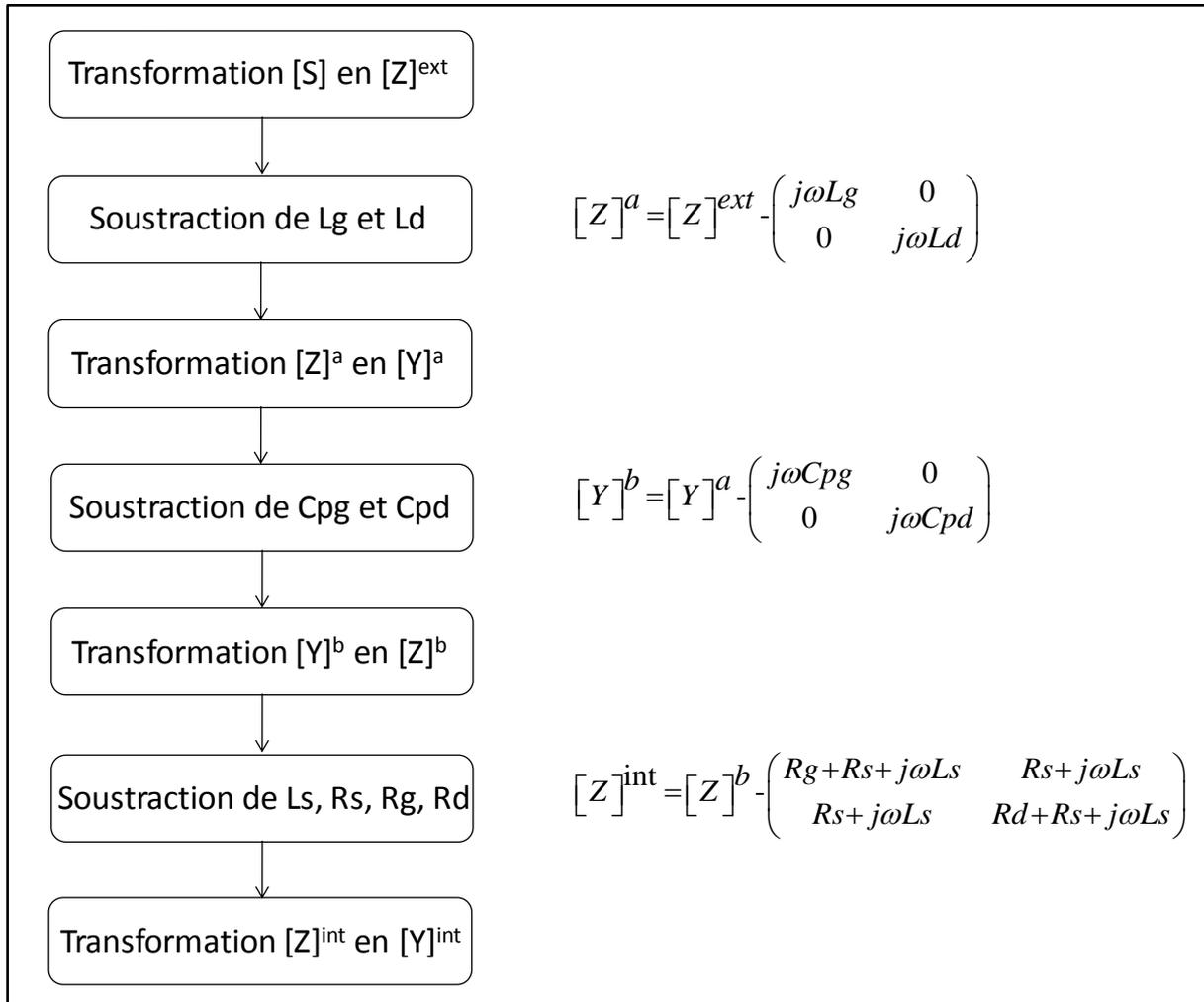


Figure 2-6 : Détermination de la matrice admittance intrinsèque du quadripôle

Les valeurs des différents éléments intrinsèques du modèle sont ainsi déterminées instantanément. Les relations de ces dernières, relatives aux paramètres  $[Y]$  du modèle intrinsèque, sont représentées par les équations suivantes :

$$Cgd = \frac{-\text{Im}\{Y_{12}\}}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{12}\} + Ggd}{\text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad \text{Eq 2-1}$$

$$Rgd = \frac{-(\text{Re}\{Y_{12}\} + Ggd)}{Cgd^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{12}\} + Ggd}{\text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad \text{Eq 2-2}$$

$$Cgs = \frac{(\text{Im}\{Y_{11}\} + \text{Im}\{Y_{12}\})}{\omega} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{11}\} + \text{Re}\{Y_{12}\} - Ggs}{\text{Im}\{Y_{11}\} + \text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad \text{Eq 2-3}$$

$$Gd = \text{Re}\{Y_{12}\} + \text{Re}\{Y_{22}\} \quad \text{Eq 2-4}$$

$$Cds = \frac{1}{\omega} (\text{Im}\{Y_{12}\} + \text{Im}\{Y_{22}\}) \quad \text{Eq 2-5}$$

$$Ri = \frac{(\text{Re}\{Y_{11}\} + \text{Re}\{Y_{12}\} - Ggs)}{Cgs^2 \omega^2} \left[ 1 + \left( \frac{\text{Re}\{Y_{11}\} + \text{Re}\{Y_{12}\} - Ggs}{\text{Im}\{Y_{11}\} + \text{Im}\{Y_{12}\}} \right)^2 \right] \quad \text{Eq 2-6}$$

$$Gm = \left\| (Y_{21} - Y_{12}) \cdot (1 + j \cdot Ri \cdot Cgs \cdot \omega) \right\| \quad \text{Eq 2-7}$$

$$\tau = -\frac{1}{\omega} \cdot \arg \left\{ (Y_{21} - Y_{12}) \cdot (1 + j \cdot Ri \cdot Cgs \cdot \omega) \right\} \quad \text{Eq 2-8}$$

Les valeurs des paramètres extrinsèques et intrinsèques, extraits à partir du fichier de mesure de paramètres [S] au point de polarisation de repos de  $V_{ds0}=40V$  et  $V_{gs0}=-3V$ , sont regroupées dans le tableau 2-1 ci-contre. Les paramètres extrinsèques trouvés lors de l'extraction du modèle linéaire étant indépendants de la polarisation demeurent les mêmes que pour le modèle non-linéaire réalisé par la suite.

<i>Eléments extrinsèques</i>							
$R_g$ ( $\Omega$ )	$L_g$ (pH)	$C_{pg}$ (fF)	$R_d$ ( $\Omega$ )	$L_d$ (pH)	$C_{pd}$ (fF)	$R_s$ ( $\Omega$ )	$L_s$ (pH)
1.13	42.337	769.21	0.94422	58.85	526.91	0.3224	0.317
<i>Eléments intrinsèques</i>							
$C_{gs}$ (pF)	$R_i$ ( $\Omega$ )	$C_{gd}$ (fF)	$R_{gd}$ ( $\Omega$ )	$g_m$ (mS)	$g_d$ (mS)	$\tau$ (ps)	$C_{ds}$ (fF)
4.48	0.72854	0.06	7.4	0.303	1.9137	7.67	37.38

Tableau 2-1 : Eléments du modèle petit signal du transistor  $8 \times 250 \mu\text{m}$  pour un point de polarisation de  $V_{gs_0} = -3\text{V}$ ,  $V_{ds_0} = 40\text{V}$

### III.2. Principe de la modélisation non-linéaire

[2.1], [2.2], [2.5], [2.6], [2.12], [2.14]

La topologie du modèle des caractéristiques I [V] est présentée à la figure 2-7. Pour un point de polarisation donné, ce modèle permet une description complète du comportement statique à l'aide de l'ensemble des éléments suivants :

- $R_g$ ,  $R_d$ ,  $R_s$  : résistances d'accès,
- $I_{ds}$  : modèle de la source de courant,
- $ID_{GS}$ ,  $ID_{GD}$  : diodes d'entrée.

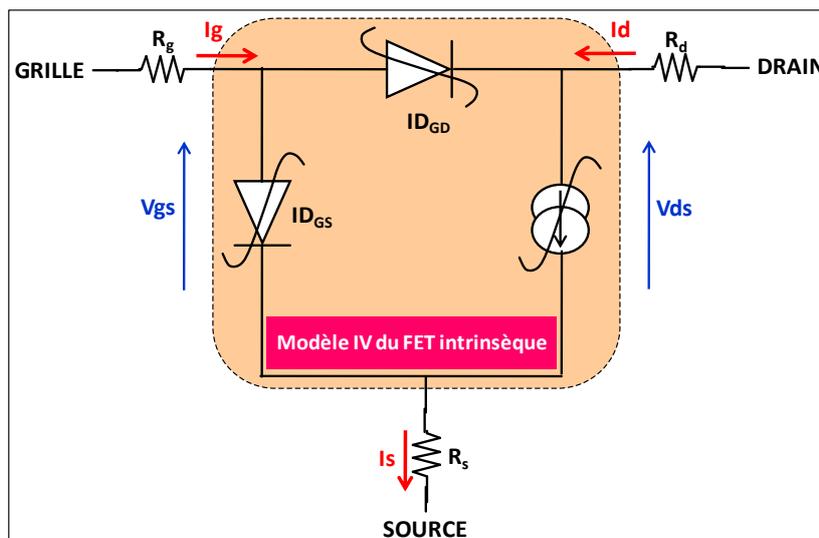


Figure 2-7 : Modèle non-linéaire convectif

Pour l'extraction du modèle non-linéaire, un second logiciel a été développé en interne. Il permet de s'affranchir des problèmes de minima locaux néfastes à la recherche de solution optimale. La méthode dite de recuit simulé permet, sous certaines contraintes, d'accepter des solutions intermédiaires pour lesquelles la valeur de la fonction objectif peut être supérieure à celle obtenue précédemment alors que les méthodes classiques d'optimisation ne retiennent seulement que les solutions permettant de diminuer la valeur de la fonction objectif.

Il est important de noter que les phases de modélisation linéaire et non-linéaire doivent être réalisées de telle sorte à conserver la cohérence entre les mesures statiques et les mesures hyperfréquences car les modélisations de la partie linéaire et non-linéaire sont étroitement liées.

### III.2.1. Modélisation de la source de courant

L'effet fondamental du transistor à effet de champ est décrit par une source de courant non linéaire commandée par les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Le modèle de base utilisé lors de la modélisation des composants liés à cette étude est celui de *Tajima* [2.15]. Le modèle de la source de courant non linéaire de ce dernier décrit assez précisément les caractéristiques de sortie du transistor de la zone de pincement jusqu'à la limite de la zone de conduction de grille pour les valeurs positives de  $V_{ds}$ . A ce modèle est ajouté un terme multiplicatif « *Correct\_GmGd* » qui prend en compte la décroissance de la conductance  $G_m$  et permet de régler l'amplitude de la résistance de sortie ( $R_{ds}=1/G_d$ ) grâce au paramètre  $V_{gm}$  [2.3].

$$I_d = I_{d_{Tajima}} \times \text{Correct\_GmGd} \quad \text{Eq 2-9}$$

avec :

$$\text{Correct\_GmGd} = 1 + \beta_{gm} \times (V_{ds} + V_{dm}) \times (1 + \tanh(\alpha_{gm} \times (V_{gs} - V_{gm})))$$

$$I_{d_{Tajima}} = \frac{I_{DSS}}{1 - \frac{1}{m}(1 - e^{-m})} \left[ V_{GSN} - \frac{1}{m}(1 - e^{-mV_{GSN}}) \right] \times \left[ 1 - e^{-V_{DSN}(1 - aV_{DSN} - bV_{DSN}^2)} \right]$$

$$V_{GSN} = 1 + \frac{V_{GS}(t - \tau) - V\phi}{V_P}$$

$$V_{DSN} = \frac{V_{DS}}{V_{DSP} \left( 1 + \omega \frac{V_{GS}(t-\tau)}{V_P} \right)}$$

$$V_P = V_{P0} + pV_{DSP} + V_\phi$$

### III.2.2. Modélisation des diodes d'entrées

Les diodes d'entrées représentent des générateurs de courant non-linéaires permettant de modéliser le courant positif de grille mesuré pour les fortes valeurs positives de la tension  $V_{gs}$  et des valeurs de  $V_{ds}$  faibles. Les expressions pour modéliser ce courant sont les suivantes :

$$I_{D_{GS}} = I_{sgs} \cdot e^{\frac{qN_{sgs} \cdot V_{gs}}{kT}} \quad \text{Eq 2-10}$$

$$I_{D_{GD}} = I_{sgd} \cdot e^{\frac{qN_{sgd} \cdot V_{gd}}{kT}} \quad \text{Eq 2-11}$$

### III.2.3. Les paramètres du modèle non-linéaire convectif

L'ensemble des paramètres convectifs des réseaux I [V] sont regroupés dans le tableau 2-2.

<i>Tajima modifié</i>							
Idss	A	B	M	P	W	Vp0	
1.1565	5.1081e <sup>-3</sup>	0	16.643	7.4286e <sup>-3</sup>	5.5e <sup>-3</sup>	3.61	
Vphi	Vdsp	αgm	Vgm	βgm	Vgd	τ	
1.1343	2.4144	1.0816e <sup>-3</sup>	5.4571e <sup>2</sup>	9.4e <sup>-3</sup>	1.073	7.67e <sup>-12</sup>	
<i>Diode Grille-Source</i>				<i>Diode Grille-Drain</i>			
Isgs	4.587e <sup>-7</sup>	Nsgs	25.875	Isgd	5.0179e <sup>-8</sup>	Nsgd	22.324

Tableau 2-2 : Paramètres convectifs du modèle non-linéaire du transistor HEMT 8x250µm

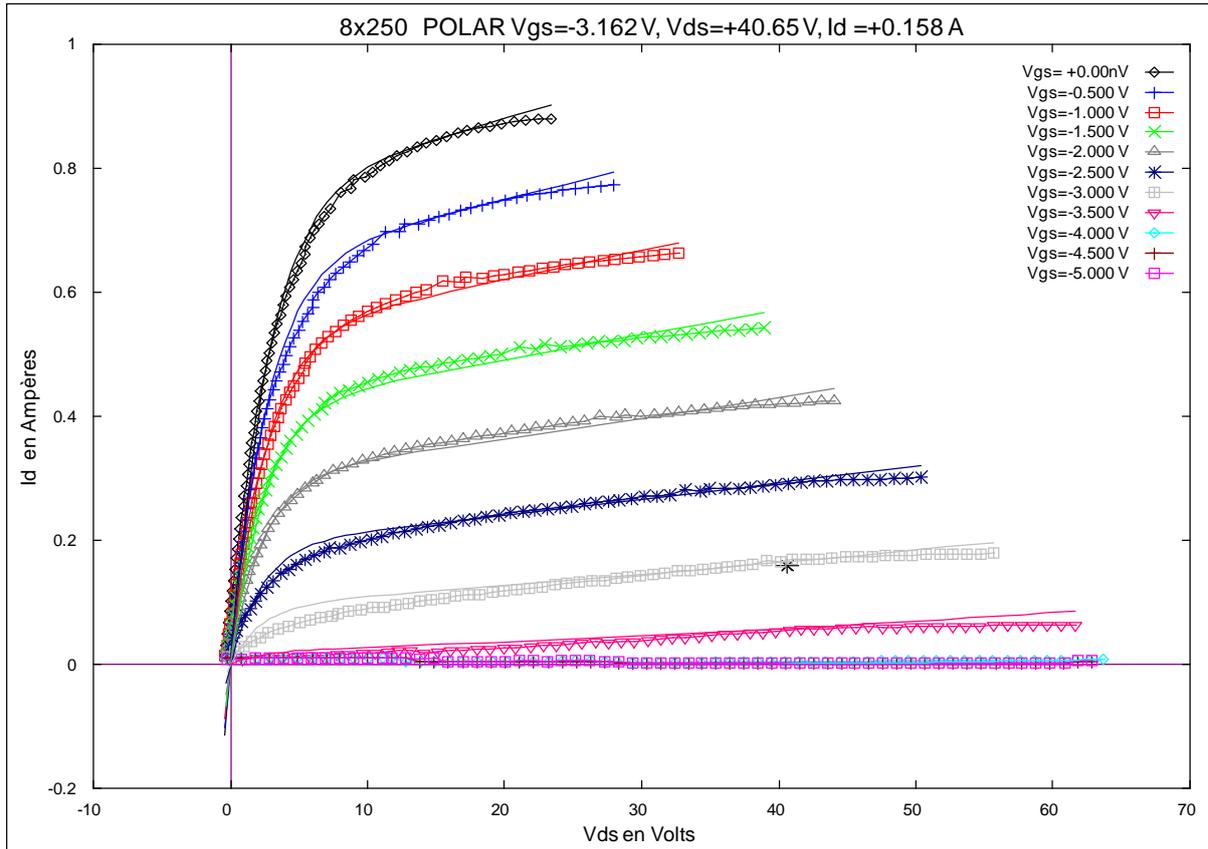


Figure 2-8 : Comparaison mesures/modèle du réseau de sortie  $I_d=f(V_{ds})$  au point de polarisation  $V_{gs_0}=-3V$ ,  $V_{ds_0}=40V$

### III.2.4. Modélisation des capacités non-linéaires $C_{gs}$ et $C_{gd}$

Pour la modélisation des capacités non-linéaires, une extraction multi-polarisation des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  est faite le long d'un cycle de charge idéal [2.16] tracé dans le réseau I [V] pour un fonctionnement en puissance du transistor (figure 2-9). La polarisation de repos du transistor HEMT étudié ( $8 \times 250 \mu\text{m}$ ) est de  $V_{gs_0}=-3V$ ,  $V_{ds_0}=40V$ .

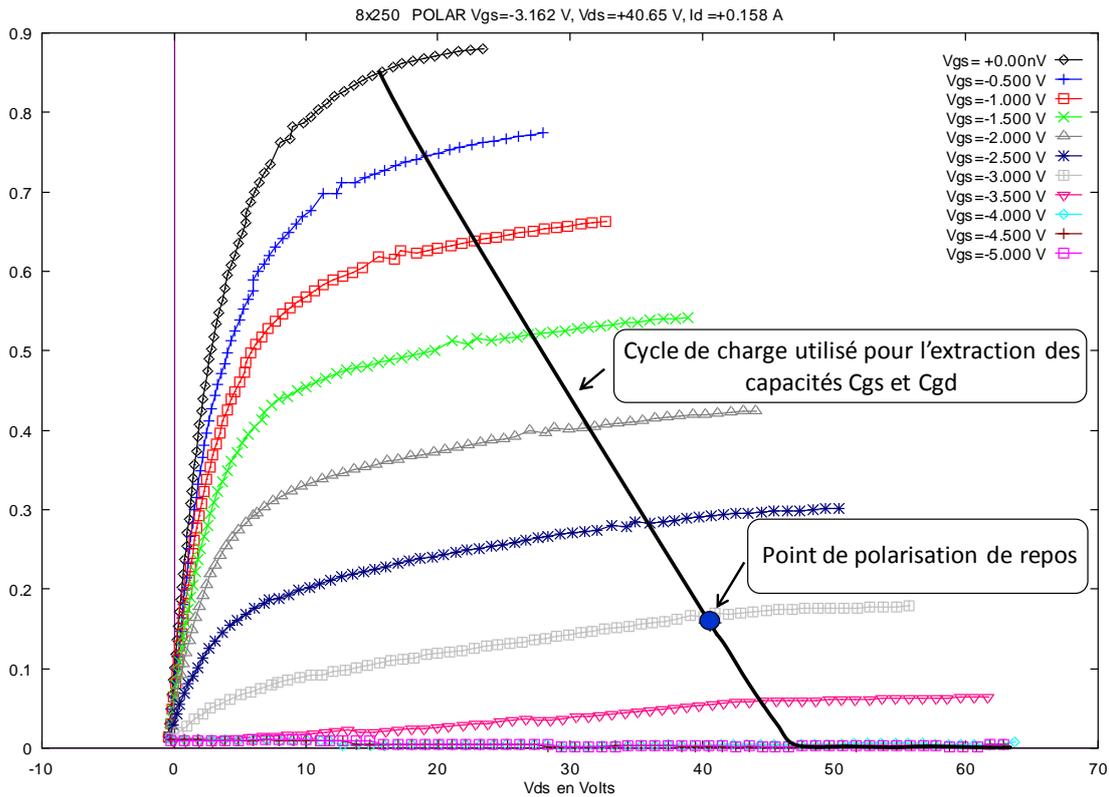


Figure 2-9: Cycle de charge dans le réseau  $I [V]$  pour représenter le lieu d'extraction des capacités non-linéaires  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$

Les variations des capacités non-linéaires  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  sont représentées par des équations en tangente hyperbolique respectivement suivant la tension de commande  $V_{gs}$  et  $V_{gd}$ .

Les équations qui décrivent les variations des capacités  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  respectivement en fonction de la tension  $V_{gs}$  et  $V_{gd}$  sont les suivantes :

$$C_{gs} = C_{gs_0} + \frac{C_{gs_1} - C_{gs_0}}{2} \left[ 1 + \tanh(a \cdot (V_{gs} + V_m)) \right] - \frac{C_{gs_2}}{2} \left[ 1 + \tanh(b \cdot (V_{gs} + V_p)) \right] \quad Eq\ 2-12$$

$$C_{gd} = C_{gd_0} + \frac{C_{gd_1} - C_{gd_0}}{2} \left[ 1 + \tanh(c \cdot (V_{gd} + V_n)) \right] - \frac{C_{gd_2}}{2} \left[ 1 + \tanh(d \cdot (V_{gd} + V_q)) \right] \quad Eq\ 2-13$$

où, dans le cas de la capacité  $C_{gs}$ , les paramètres à optimiser sont :  $C_{gs_0}$ ,  $C_{gs_1}$ ,  $C_{gs_2}$ ,  $a$ ,  $b$ ,  $V_m$ ,  $V_p$ . De même, dans le cas de la capacité  $C_{gd}$ , les différents paramètres à optimiser sont :  $C_{gd_0}$ ,  $C_{gd_1}$ ,  $C_{gd_2}$ ,  $c$ ,  $d$ ,  $V_n$ ,  $V_q$ .

L'ensemble de tous ces paramètres relatifs à la modélisation des capacités non-linéaires  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  est présenté dans le tableau 2-3 :

<i>Capacité non-linéaire C<sub>gs</sub></i>		<i>Capacité non-linéaire C<sub>gd</sub></i>	
C <sub>0</sub> (F)	1.076e <sup>-12</sup>	C <sub>0</sub> ' (F)	57.28e <sup>-15</sup>
C <sub>1</sub> (F)	4.584e <sup>-12</sup>	C <sub>1</sub> ' (F)	459.4e <sup>-15</sup>
a	2.2	a'	0.12
V <sub>m</sub> (V)	3.831	V <sub>m</sub> ' (V)	13.92
C <sub>2</sub> (F)	-2.313e <sup>-12</sup>	C <sub>2</sub> ' (F)	-3571e <sup>-15</sup>
b	1	b'	0.241
V <sub>p</sub> (V)	0.59	V <sub>p</sub> ' (V)	-0.4

Tableau 2-3 : Paramètres des capacités non-linéaires C<sub>gs</sub> et C<sub>gd</sub>

La comparaison entre la mesure et le modèle non-linéaire des capacités C<sub>gs</sub> et C<sub>gd</sub> (figure 2-10) montre une bonne concordance entre la mesure et le modèle.

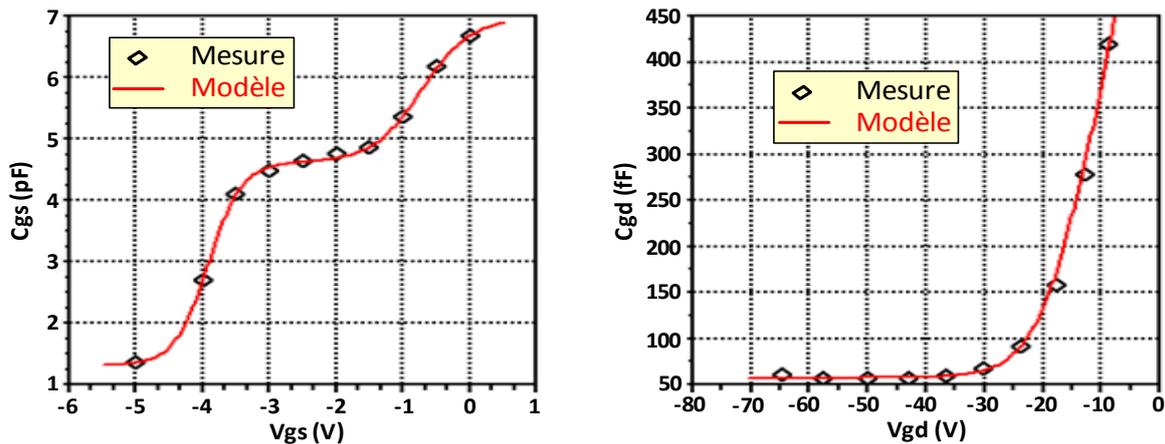


Figure 2-10 : Comparaison mesures/modèle des capacités C<sub>gs</sub> et C<sub>gd</sub> respectivement en fonction de V<sub>gs</sub> et V<sub>gd</sub> extraites le long du cycle de charge

### III.3. Récapitulatif de la modélisation complète du transistor

Nous venons de voir que la modélisation d'un transistor requiert différentes étapes afin d'obtenir un modèle non-linéaire du composant qui sera en concordance avec les mesures de ce dernier. Par souci de simplification de l'étude relativement complexe d'une solution d'amplification avec contrôle de polarisation dynamique, nous nous sommes limités à l'obtention d'un modèle non-linéaire électrique. Le modèle n'est pas électrothermique et ne rend compte des effets de pièges.

La figure 2-11 présente le récapitulatif des différentes étapes de la modélisation de notre transistor afin d'obtenir un modèle électrique grand signal. Les différents paramètres extraits puis corrigés sont montrés pour chaque étape.

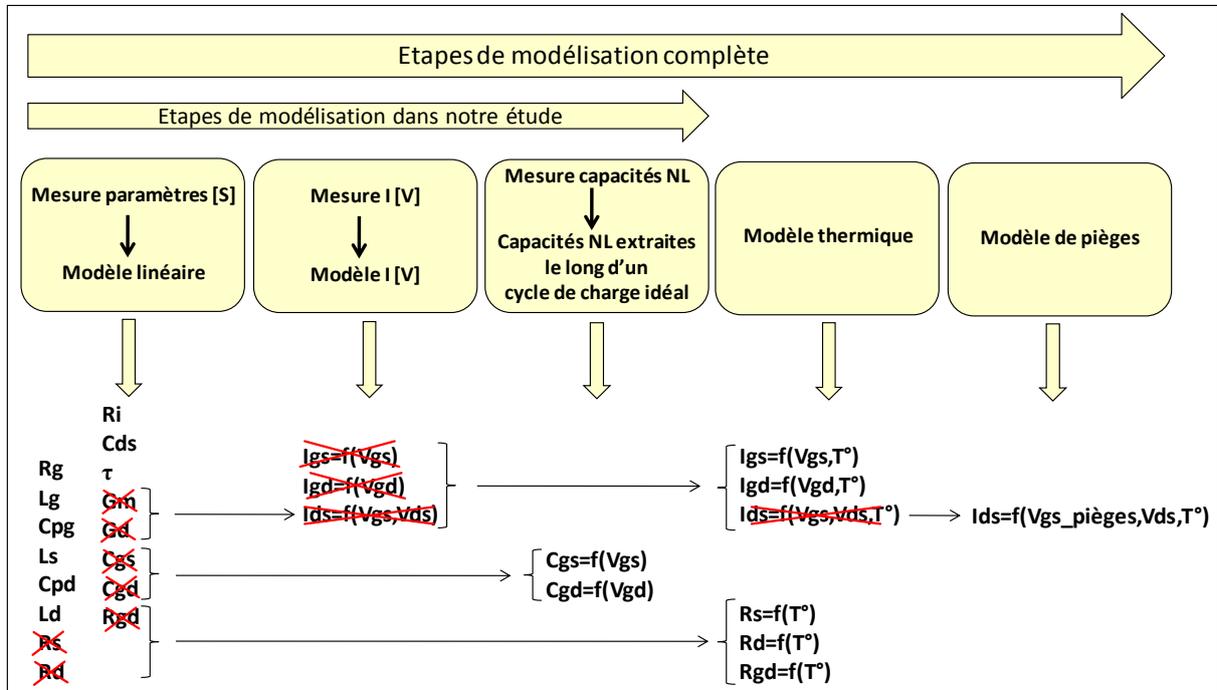


Figure 2-11 : Différentes étapes de modélisation permettant d'obtenir un modèle électrique non-linéaire

La figure 2-13 illustre la topologie du modèle non-linéaire du transistor HEMT GaN 8x250µm de Thales 3-5Lab. Il s'agit d'une puce (figure 2-12) caractérisée sous pointes lors des phases de mesures effectuées pour sa modélisation et pour la validation fonctionnelle. Ce modèle n'intègre pas les effets électrothermiques, les effets de pièges et d'avalanche. Il intègre les non-linéarités des capacités Cgs et Cgd extraites des mesures RF en impulsions, les diodes d'entrée modélisant le courant de grille ainsi que l'effet fondamental du transistor  $I_d=f_{NL}(V_{gs},V_{ds})$ .

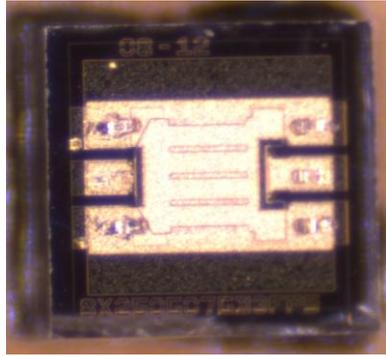


Figure 2-12 : Photographie du transistor de développement de grille 2mm ( $8 \times 250 \mu\text{m}$ ) fourni par Thales 3-5Lab

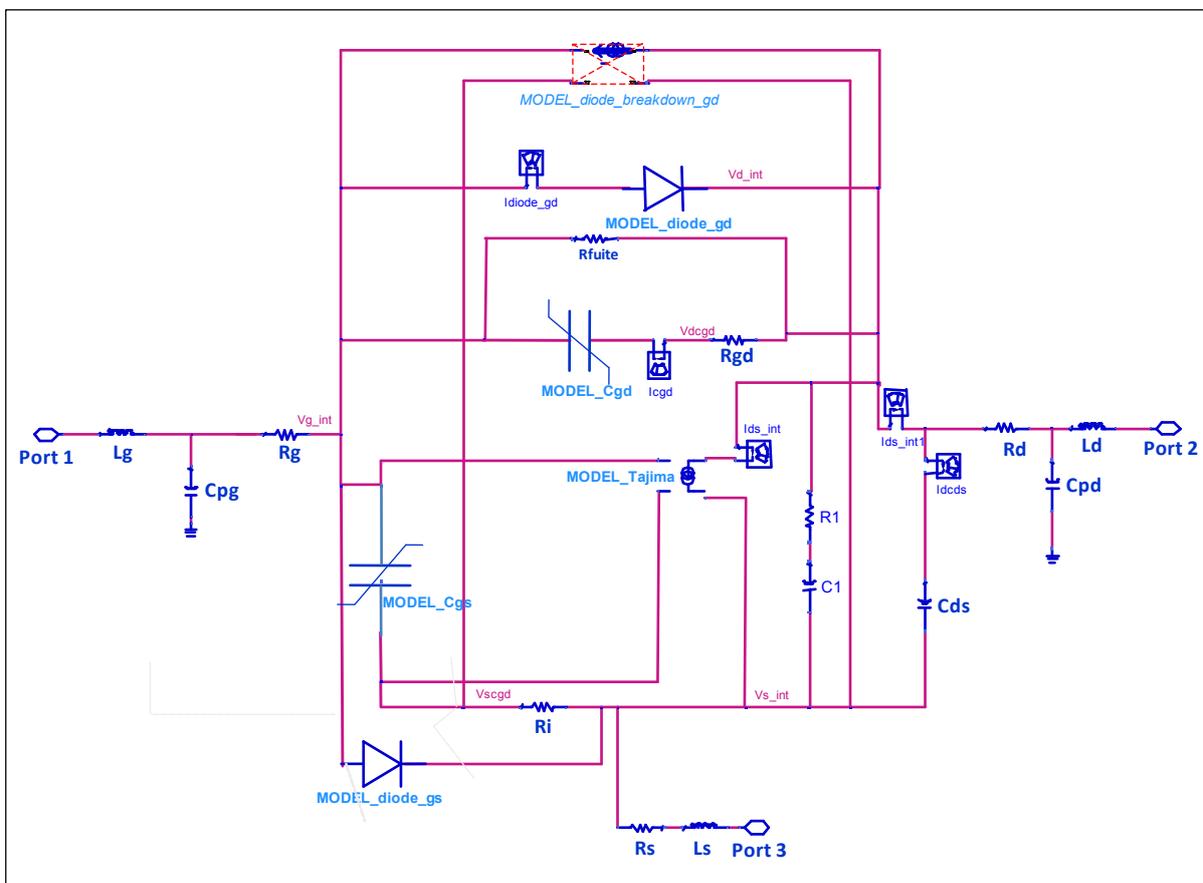


Figure 2-13 : Topologie du modèle non-linéaire du transistor  $8 \times 250 \mu\text{m}$

#### IV- Validation du modèle par les mesures

Le modèle non-linéaire présenté précédemment a été extrait au point de polarisation de repos  $V_{ds0}=40\text{V}$  et  $V_{gs0}=-3\text{V}$ . Comme il est destiné à être utilisé en simulation dans une

configuration d'amplificateur à polarisation de drain variable, nous allons vérifier sa validité par des mesures à différentes tensions de polarisation de drain.

#### IV.1. Validation en régime petit signal

Nous avons comparé les paramètres [S] du modèle avec les mesures pour plusieurs valeurs de la polarisation de drain.

Les figures 2-14, 2-15 et 2-16 représentent une comparaison entre les paramètres S du transistor issus du modèle et les paramètres S mesurés dans la bande [2-20 GHz] à différents points de polarisation afin de valider le modèle.

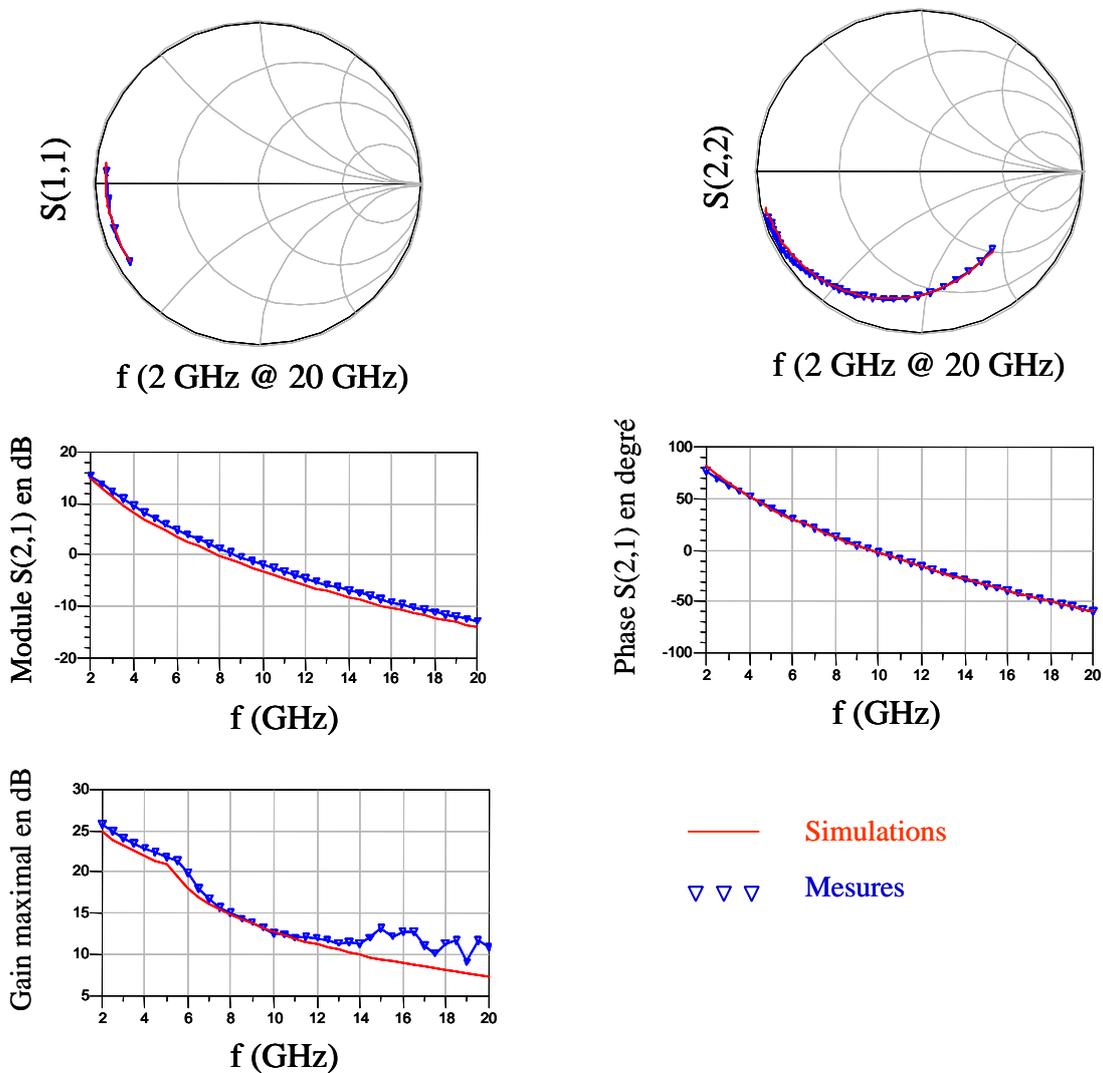


Figure 2-14 : Comparaison des paramètres S du transistor @  $V_{ds0}=40V$  et  $V_{gs0}=-3.16V$

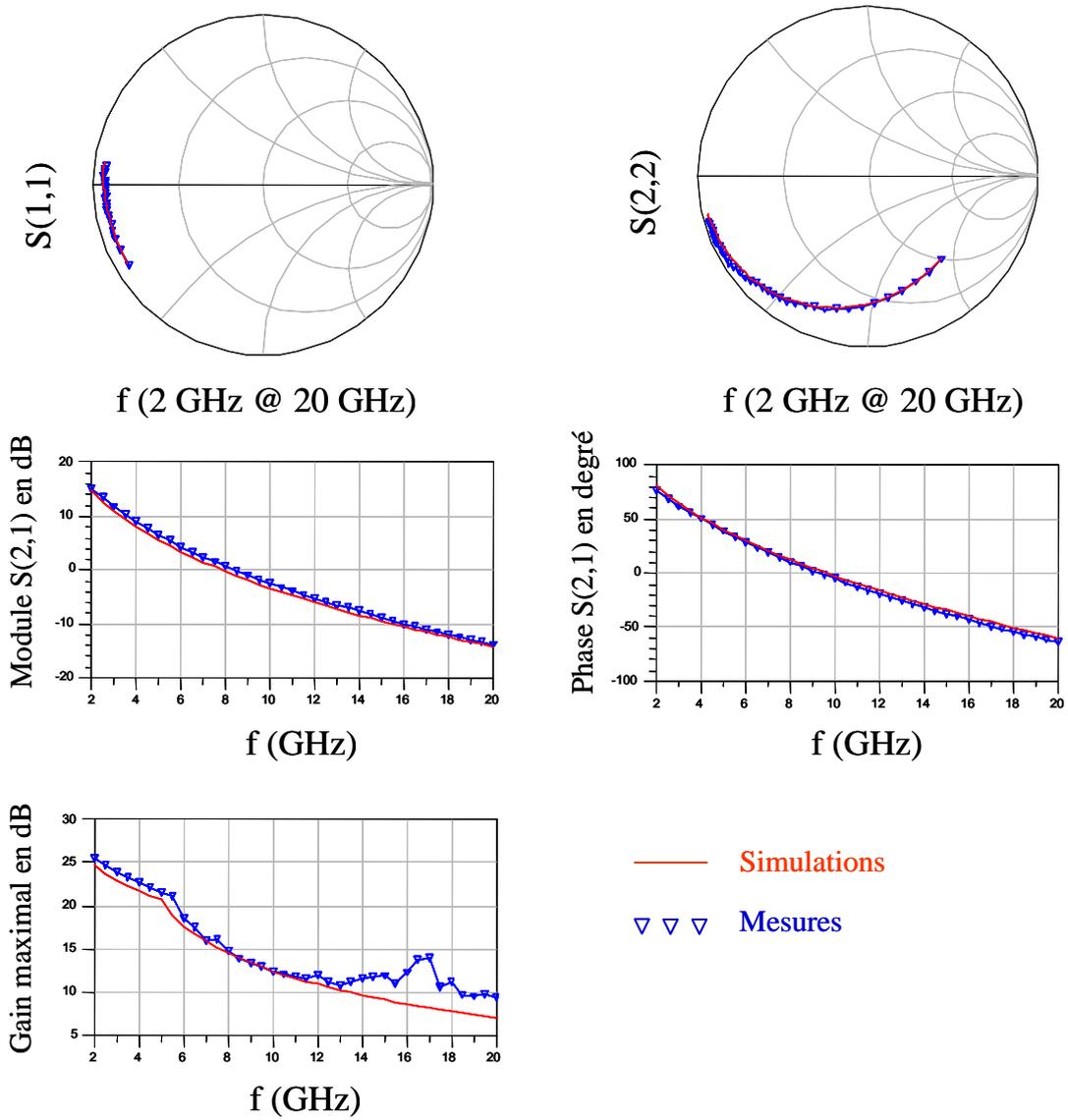


Figure 2-15 : Comparaison des paramètres  $S$  du transistor @  $V_{ds0}=30V$  et  $V_{gs0}=-3V$

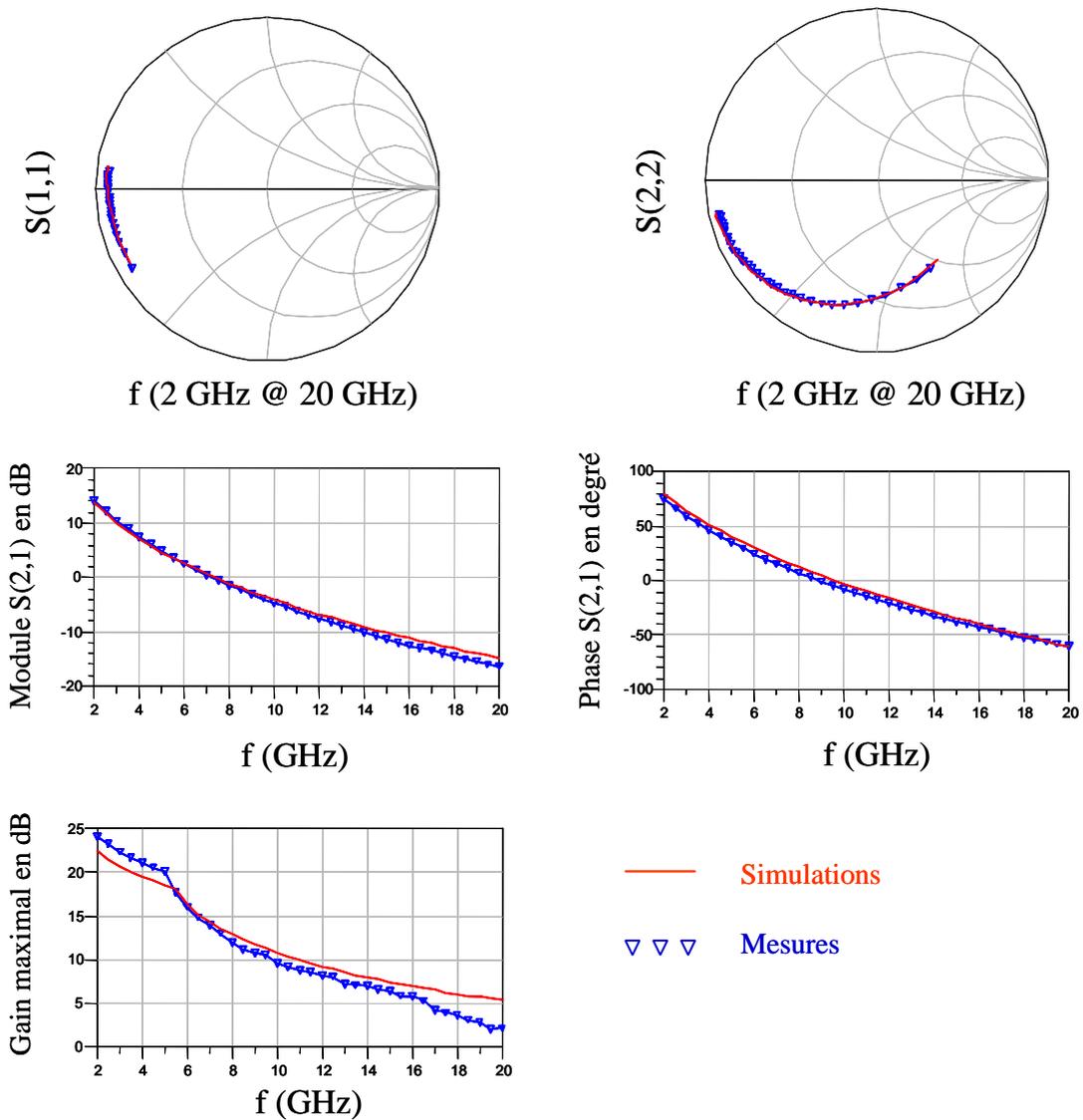


Figure 2-16 : Comparaison des paramètres  $S$  du transistor @  $V_{ds0}=20V$  et  $V_{gs0}=-3V$

Nous pouvons constater une bonne concordance entre les résultats issus des mesures et ceux issus des simulations aux différents points de polarisation, ce qui constitue une première validation du modèle du transistor.

#### IV.2. Validation du réseau I [V]

Une simulation DC du modèle non-linéaire du transistor a été effectuée afin de comparer les réseaux I [V] en simulations à ceux issus des mesures.

Le réseau  $I_{ds}=f(V_{gs})$  pour  $V_{ds}$  variant de 10V à 70V par pas de 20V montre que la tension de pincement  $V_p$  se situe à environ  $-3.6V$ . Le réseau  $I_{ds}=f(V_{ds})$  paramétré en  $V_{gs}$  par

pas de 1V a été tracé pour  $V_{ds}$  variant de 0V à 65V et  $V_{gs_{max}}=+1V$ . La limite supérieure de la zone ohmique se situe entre 6V et 8V.

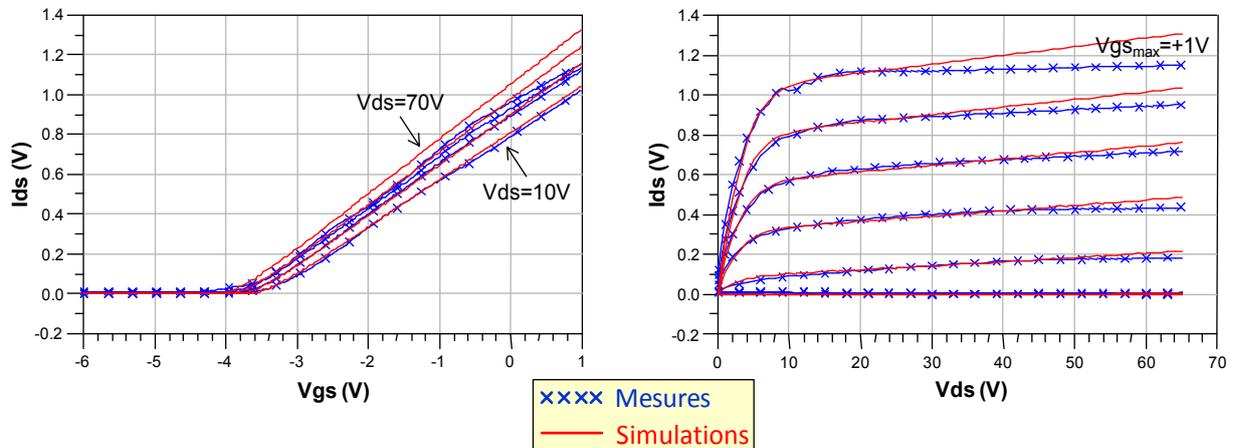


Figure 2-17 : Comparaisons mesure/simulations des réseaux  $I_{ds}=f(V_{gs})$  (à gauche) et  $I_{ds}=f(V_{ds})$  (à droite)

### IV.3. Validation fort signal par mesures Load-Pull

La validation fort signal par mesures load-pull consiste à présenter au dispositif, différentes impédances de fermeture et à mesurer son comportement en puissance, pour une fréquence et un point de polarisation donnés. La caractérisation du composant par des mesures load-pull a été effectuée sur le site de Limoges par Thibault REVEYRAND.

Les figures 2-18, 2-19 et 2-20 montrent quelques caractéristiques en puissance du transistor mesurées à 2 GHz pour plusieurs points de polarisation. La comparaison entre mesures et simulations est également tracée.

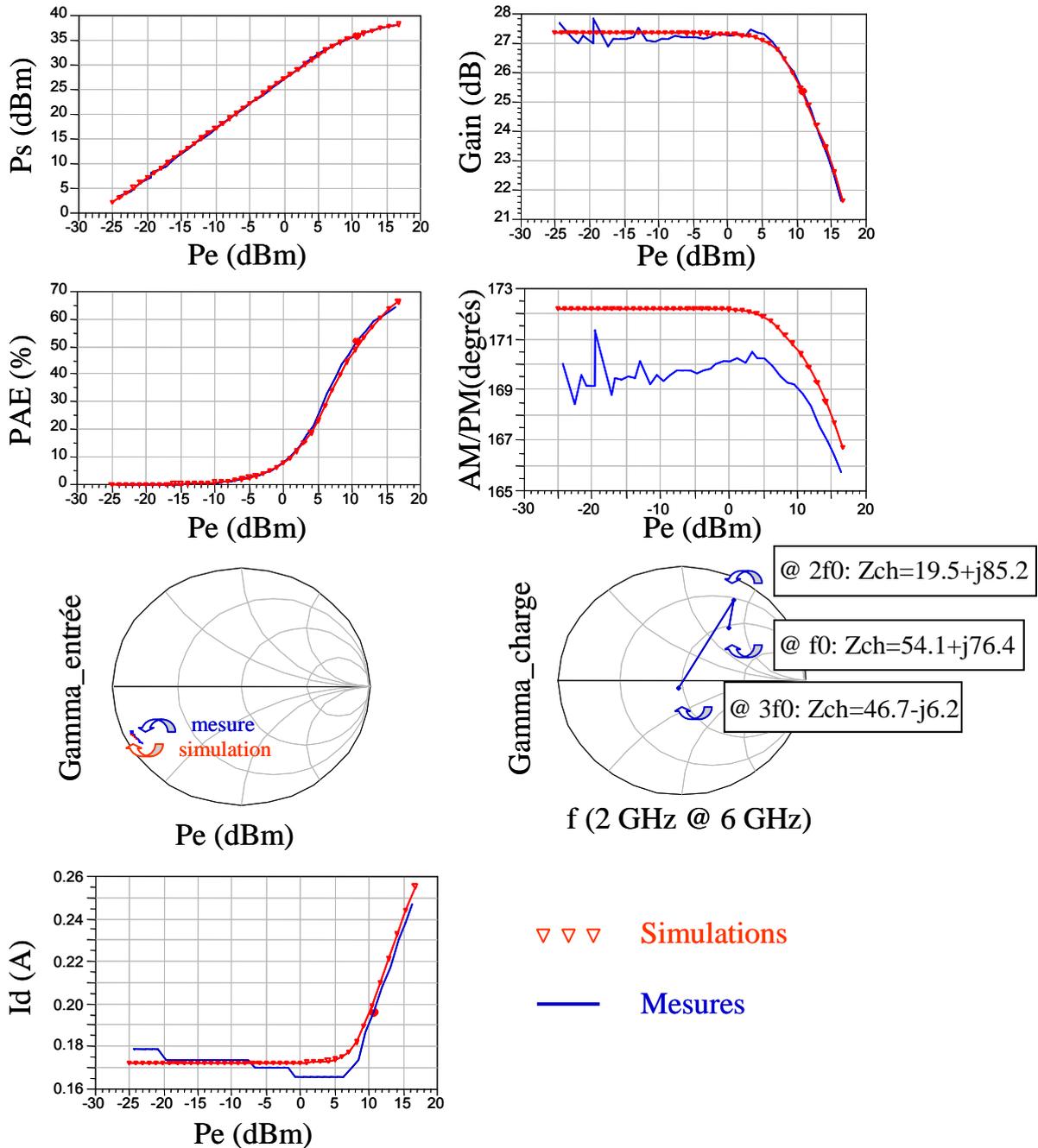


Figure 2-18 : Caractéristiques fort signal du transistor @  $V_{ds0}=40V$  et  $V_{gs0}=-2.96V$

Il y a une bonne concordance entre les résultats issus des mesures et ceux issus des simulations pour  $V_{ds0}=40V$ , ce qui constitue une validation fort signal du modèle de transistor à ce point de polarisation et à la fréquence de travail de 2GHz.

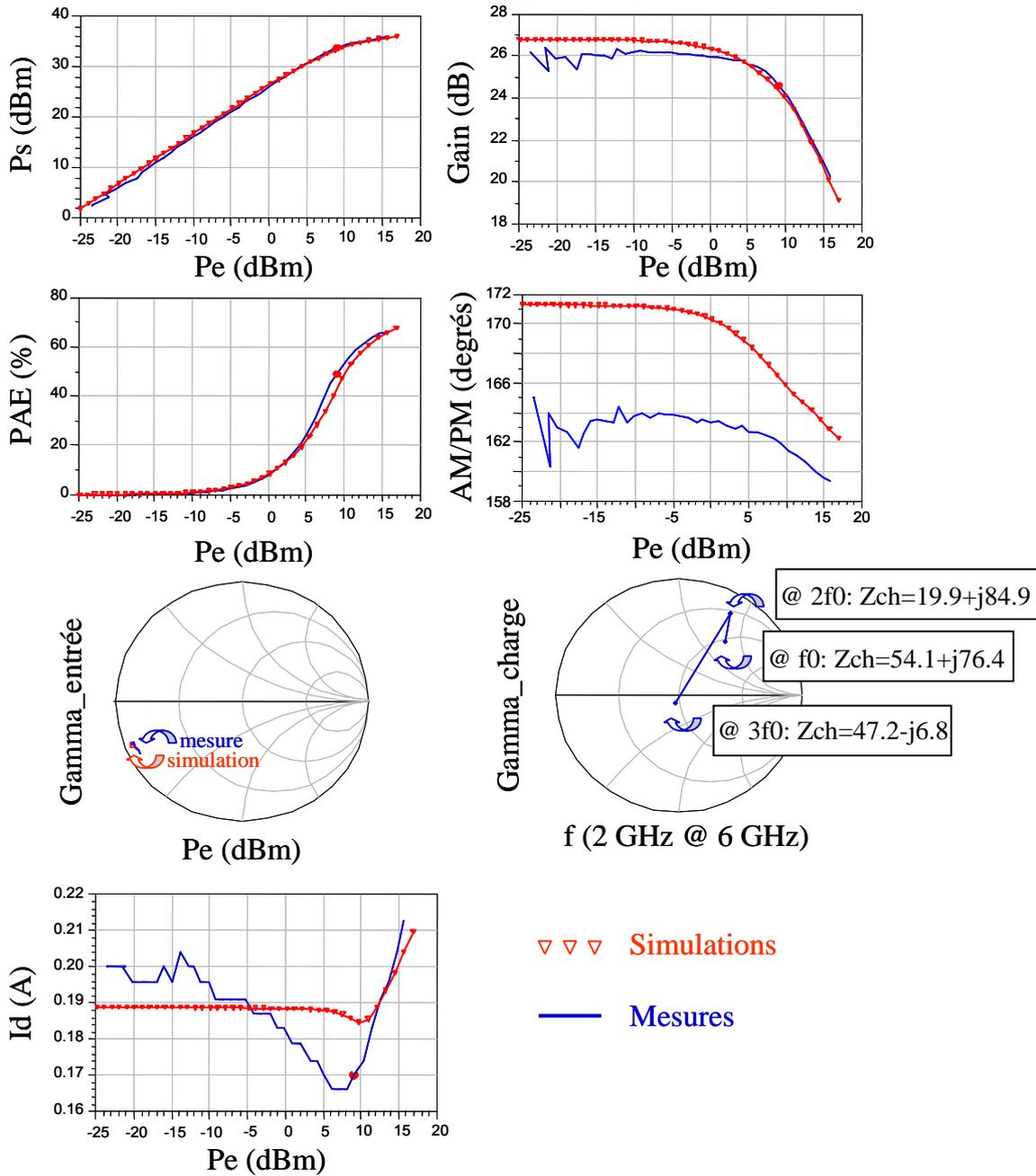


Figure 2-19 : Caractéristiques fort signal du transistor @  $V_{ds0}=28V$  et  $V_{gs0}=-2.79V$

Comme le démontrent les figures 2-19 et 2-20, pour deux points de polarisation  $V_{ds0}$  égal respectivement à 28V et 16V, il apparaît des phénomènes de pièges lors des mesures observables sur le tracé  $I_d=f^{tion}(P_e)$ .

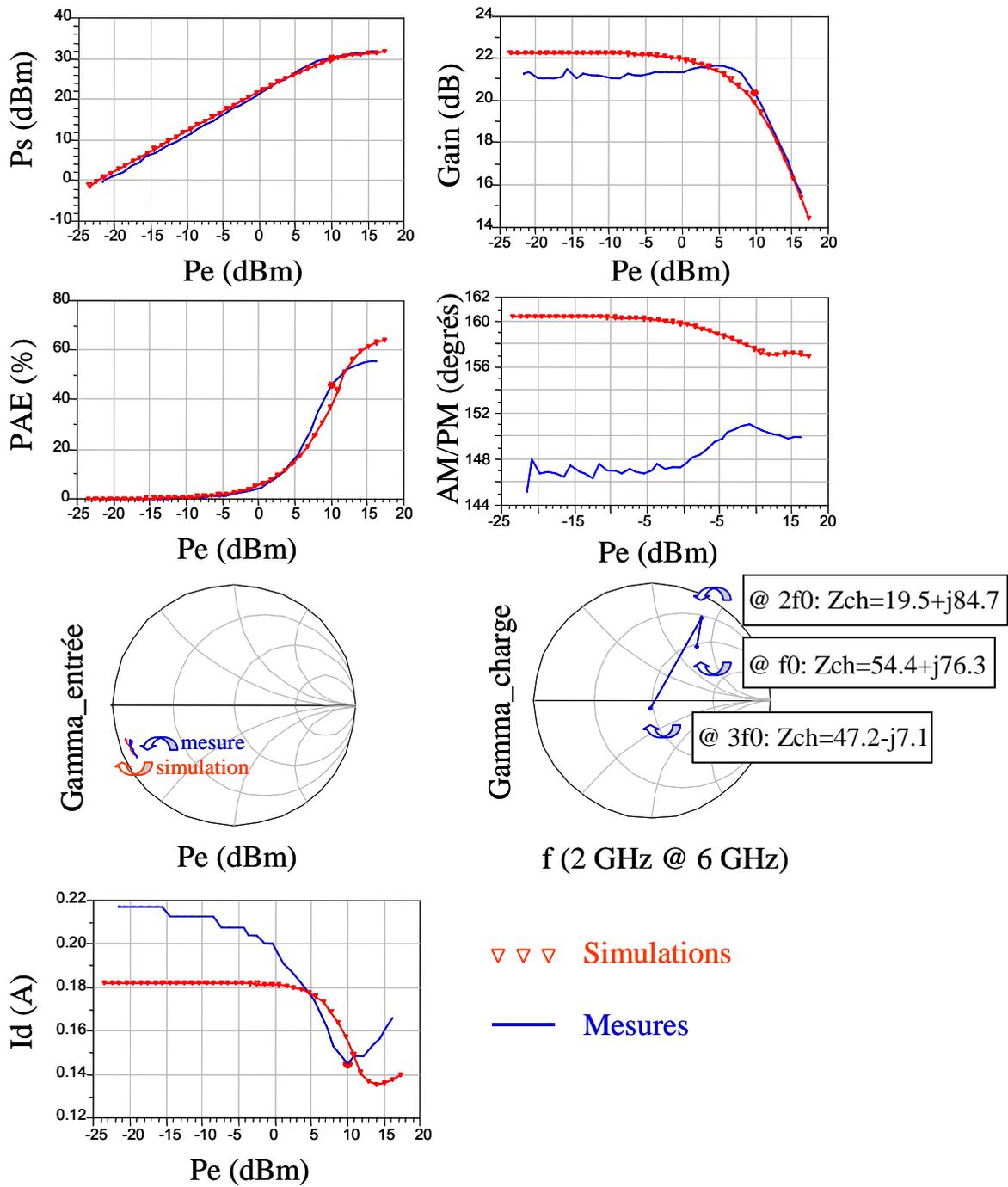


Figure 2-20 : Caractéristiques fort signal du transistor @  $V_{ds0}=16V$  et  $V_{gs0}=-2.71V$

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du banc de mesures en impulsions pour la caractérisation des composants. L'avantage de ce banc de caractérisation est la mise en évidence des effets dispersifs. Suite aux mesures, l'extraction du modèle linéaire et non-linéaire a été faite. Nous avons décrit le principe des différentes étapes au cours de cette modélisation ainsi que la topologie du modèle non-linéaire dans son intégralité. Il est important de noter que les phénomènes dispersifs sont à prendre en compte lors de la modélisation compte tenu de leur influence sur les performances en puissance.

Ce modèle sera utilisé dans le chapitre 3 pour une étude de principe en simulation d'un amplificateur et d'un modulateur de polarisation. Pour cette raison, sa validation fonctionnelle par les mesures pour plusieurs polarisations de drain a été mise en évidence dans la dernière partie de ce chapitre. Une bonne concordance entre les mesures et les simulations est observée aussi bien en régime petit signal qu'en régime fort signal, ce qui constitue une validation du modèle pour un fonctionnement à polarisation variable dont la plage de variation se situera, comme nous allons le voir dans le chapitre 3, entre 16V et 40V.

## REFERENCES

- [2.1] **J. P. Teyssier ; R. Quéré ; J. Obregon**, «Accurate Non-Linear Characterization of microwave Semi-Conductor Devices Using Pulse Measurement Technique», *IEEE MTT Workshop*, pp. 208-212, Ratingen (Germany), 1991
- [2.2] **J. P. Teyssier**, «Caractérisation en impulsions des transistors micro-onde : Application à la modélisation non-linéaire pour la CAO des circuits», *thèse de doctorat soutenue en Janvier 1994, Université de Limoges*
- [2.3] **J. P. Teyssier ; J. P. Viaud ; R. Quéré**, «A new Non-Linear I(V) model FET devices including Breakdown Effects», *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, n° 4, pp. 104-106, Avril 1994
- [2.4] **Z. Ouarch; M. Perez; J. P. Teyssier; P. Bouysse**, «Banc de caractérisation sous pointes de composants actifs en régime impulsionnel dans la bande 1-40GHz», *JNM, Saint Malo*, pp. 510-511, Mai 1997
- [2.5] **J. P. Teyssier ; P. Bouysse ; Z. Ouarch ; T. Peyretailade; R. Quéré**, «40 GHz/150 ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization», *IEEE MTT*, Décembre 1998
- [2.6] **D. Siriex**, «Modélisation non-linéaire des MESFETs sur carbure de silicium pour l'amplification de puissance micro-ondes», *thèse de doctorat soutenue en Janvier 2000, Université de Limoges*
- [2.7] **O. Jardel**, «Contribution à la modélisation des transistors pour l'amplification de puissance aux fréquences micro-ondes. Développement d'un nouveau modèle électrothermique de HEMT AlGaN/GaN incluant les effets de pièges», *thèse de doctorat soutenue le 10 Avril 2008, Université de Limoges*
- [2.8] **O. Jardel; F. De Groote; C. Charbonniaud ; T. Reveyrand; J. P. Teyssier ; R. Quéré ; D. Floriot**, «A Drain-Lag Model for AlGaN/GaN Power HEMTs», *Microwave Symposium Digest, IEEE MTTs International*, pp. 601-604, 3-8 Juin 2007
- [2.9] **A. Philippon-Martin**, «Etude d'une nouvelle filière de composants sur technologie nitrure de gallium. Conception et réalisation d'amplificateurs distribués de puissance large bande à cellules cascodes en montage flip-chip et technologie MMIC», *thèse de doctorat n° 71-2007 soutenue le 06 Décembre 2007, Université de Limoges*
- [2.10] **G. Dambrine; A. Cappy; F. Heliodore; E. Playez**, «A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit», *IEEE Transactions on MTT*, vol. 36, n° 7, pp. 1151-1159, Juillet 1988

- [2.11] **C. Charbonniaud**, «Caractérisation et modélisation électrothermique non-linéaire de transistors à effet de champ GaN pour l'amplification de puissance micro-ondes», *thèse de doctorat n°55-2005 soutenue le 20 octobre 2005, Université de Limoges*
- [2.12] **J. J. Raoux**, «Modélisation non-linéaire des composants électroniques : du modèle analytique au modèle tabulaire paramétré», *thèse de doctorat soutenue en Mars 1995, Université de Limoges*
- [2.13] **J. P. Viaud**, «Modélisation non-linéaire de transistors micro-ondes. Application à la conception d'amplificateurs de puissance en technologie MMIC», *thèse de doctorat soutenue en Mars 1996, Université de Limoges*
- [2.14] **J. Portilla; M. Campovecchio; R. Quéré; J. Obregon**, «A new coherent extraction method of FETs and HEMTs models for MMIC applications», *GaAs Symposium, Torino, Avril 1994*
- [2.15] **Y. Tajima; P. D. Miller**, «Design of Broad Band Power GaAs FET Amplifiers», *IEEE Transactions on MTT, vol.32, n° 3, 1984*
- [2.16] **S. Forestier; T. Casseling; P. Bouysse; R. Quéré; J. M. Nebus**, «A new non-linear capacitance model of millimeter wave power PHEMT for accurate AM/AM-AM/PM simulations», *Microwave and Wireless Components Letters, vol. 14, pp. 43-45, 2004*



# **Chapitre 3 : Application du principe de suivi d'enveloppe à une amplification en technologie GaN 40W en bande S**

## INTRODUCTION

Une chaîne de système de transmission est constituée de différents éléments. Chacun de ces derniers consomme de l'énergie donnant lieu ainsi à une consommation globale du système qu'il convient de minimiser. Une grande part de consommation électrique est due à la fonction d'amplification de puissance. L'amélioration du rendement énergétique de l'amplificateur d'émission s'accompagne, d'une part, d'une diminution de coût global lié par exemple à la gestion thermique et, d'autre part, d'une amélioration de la fiabilité.

Par ailleurs, pour les applications de télécommunications, la recherche de solutions d'augmentation de l'efficacité énergétique des amplificateurs se heurte aux problèmes de diminution de la linéarité.

Dans ce contexte et afin de répondre aux exigences demandées, la technique de suivi d'enveloppe présente un axe d'investigation prometteur en tant que technique d'optimisation de rendement sous contrainte de linéarité. Cette méthode permet une modulation dynamique de la tension d'alimentation électrique d'un amplificateur de puissance RF en synchronisme avec les variations de l'amplitude du signal RF d'entrée si possible de bande passante importante. De nombreuses publications et brevets proposent différentes architectures de modulateur d'alimentation variable, qui demeurent cependant des solutions qui répondent encore difficilement au besoin si la bande passante de modulation est élevée (de l'ordre de la dizaine de MHz) et si l'amplification est de forte puissance (plusieurs dizaines de Watts).

Ce chapitre a pour objectif d'étudier dans un premier temps, par la simulation circuit, l'association de la fonction modulation de polarisation et amplification RF en technologie GaN en bandes L et S. Le transistor modélisé dans le deuxième chapitre a été utilisé comme cellule de base à la fois pour la fonction modulateur et pour la fonction amplificateur. Dans un second temps nous proposons une comparaison entre tendances simulées et résultats expérimentaux effectués sur un banc de mesures qui génère des commandes de polarisations sur un amplificateur de puissance au moyen d'instruments de laboratoire.

## I- Architecture et principe d'une commande dynamique de polarisation

### I.1. Généralités

Comme nous l'avons évoqué précédemment, le verrou actuel pour diminuer la consommation des amplificateurs de forte puissance réside dans la conception d'une alimentation variable de forte puissance avec un haut rendement pour des bandes passantes d'enveloppe importantes. Plusieurs recherches sur ce thème se font actuellement et proposent des solutions afin de résoudre au mieux ce problème.

Différentes filières sont étudiées et proposées au sein de l'architecture d'un circuit qui viendra alimenter un amplificateur de manière variable. Quel que soit le type de composant utilisé, le rôle principal d'un tel circuit de commande de polarisation est de produire en sortie le plus fidèlement possible un signal d'enveloppe de forte puissance à partir d'un signal d'enveloppe bas niveau qui lui est appliqué en entrée. Son principe doit donc répondre à celui de l'Envelope Tracking ou technique de suivi d'enveloppe qui a été décrit brièvement dans le chapitre 1 et dont le schéma de principe général est rappelé sur la figure 3-1.

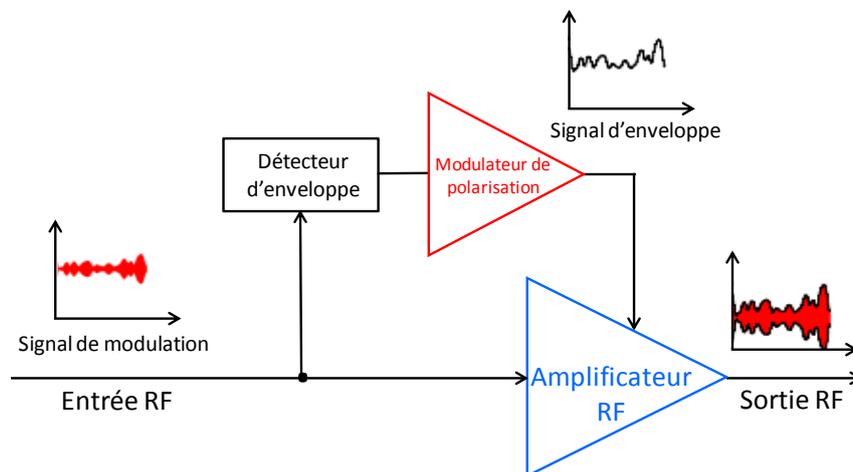


Figure 3-1 : Schéma de principe général de la technique d'Envelope Tracking [3.8]

D'une manière générale, le principe de suivi d'enveloppe pour la commande dynamique de polarisation, comme son nom l'indique, s'effectue à partir d'un signal d'enveloppe, image des variations de puissance à l'entrée de l'amplificateur. Ce signal d'enveloppe peut être issu d'un détecteur d'enveloppe (comme indiqué sur la figure 3-1) ou

provenir directement des signaux de modulation I et Q filtrés en bande de base. Ce signal sera en fait le module de l'enveloppe complexe du signal RF appliqué en entrée de l'amplificateur. Afin qu'il soit validé pour être intégré dans diverses applications (stations de base, produits commerciaux destinés aux applications 3G, 4G et de télévision numérique...), le système de commande de polarisation doit satisfaire les exigences suivantes :

- Avoir une dynamique suffisante adaptée à la dynamique de l'enveloppe à traiter (variation de puissance crête à moyenne : PAPR :  $\approx 6\text{dB}$  en 16QAM,  $\approx 12\text{dB}$  en OFDM par exemple) ;
- Délivrer une tension de sortie suffisante jusqu'à 50V pour des composants GaN avec un courant de quelques ampères pour viser des amplificateurs de la gamme de puissance de quelques dizaines de Watts ;
- Avoir une bande suffisante allant du DC à quelques MHz, voire quelques dizaines de MHz ;
- Présenter le meilleur rendement possible afin de ne pas dégrader le rendement global de l'amplificateur (typiquement supérieur à 80–85%).

Selon le principe utilisé pour fournir l'alimentation variable à l'amplificateur, les systèmes de commande de polarisation peuvent être classifiés en deux grandes familles :

- Les systèmes dits « analogiques » qui utilisent les convertisseurs DC-DC et assimilés. Dans ce cas, la tension de polarisation délivrée par le circuit de commande 'suit' de façon plus ou moins précise les variations de l'enveloppe d'entrée. Cette technique permet d'obtenir de fortes puissances mais des bandes limitées. On peut se référer à [3.1] qui traite largement de cette thématique.
- Les systèmes dits 'par commutation', le principe étant de commuter deux ou plusieurs alimentations fixes. Dans ce cas, la dynamique de l'enveloppe d'entrée est discrétisée sur N niveaux et à chaque niveau discrétisé correspond une tension de commande en sortie. Le nombre N d'alimentations à commuter est limité (généralement  $\leq 5$ ). Cette technique permet d'atteindre des bandes passantes plus importantes que les systèmes 'analogiques'. On peut se référer à [3.2] qui met en œuvre cette technique de commutation de polarisation.

## I.2. Relevé bibliographique concernant la technique de commande de polarisation

Dans ce paragraphe, nous présentons un relevé bibliographique concernant des circuits de génération de polarisation variable d'un amplificateur ainsi que de leurs implications dans des applications du principe de l'Envelope Tracking et les performances obtenues. La technique d'Envelope Tracking est utilisée pour augmenter en priorité la performance en rendement de la fonction amplification de puissance. Il est souvent envisagé de lui ajouter une linéarisation, notamment au moyen de pré-distorsion numérique du signal en bande de base, afin d'améliorer la linéarité du système. La recherche sur les modulateurs est une activité qui a beaucoup été menée depuis 2002 par la société Nujira qui a déposé, à ce jour, beaucoup de brevets sur cette thématique [3.3]. Ces brevets portent sur les transmetteurs RF économes en énergie des combinés cellulaires et pour les applications de diffusion numérique aux Etats-Unis, en Asie et en Europe. Ils couvrent non seulement les avancées technologiques qui sont à la base des modulateurs ET à large bande et haute efficacité, mais aussi d'autres aspects plus généraux comme, par exemple, les architectures système, l'alignement temporel des signaux, la linéarisation avec et sans pré-distorsion numérique (DPD, *Digital PreDistortion*), l'optimisation de la performance système et l'étalonnage en ligne de montage.

Un premier aspect à considérer concerne la recherche des cellules amplificatrices les mieux adaptées pour être utilisées dans un montage amplificateur avec variations dynamiques de polarisation. Dans la référence [3.4], un amplificateur 250W à base de transistor LDMOS intégrant des adaptations aux harmoniques pour un fonctionnement en classe  $F^{-1}$  est présenté pour un fonctionnement dans la bande de 900 à 980MHz. Sur la figure 3-2, sont représentées l'allure des courbes de puissance et de rendement en mode CW pour plusieurs valeurs de tension de polarisation de drain. Le trait noir horizontal indique la possibilité d'un fonctionnement à gain constant, en mode de compression, de l'ordre de 16.5dB (à gauche) avec de très bonnes performances potentielles en terme de rendement (à droite). Le rendement vaut 65% à 8dB de back-off en puissance de sortie.

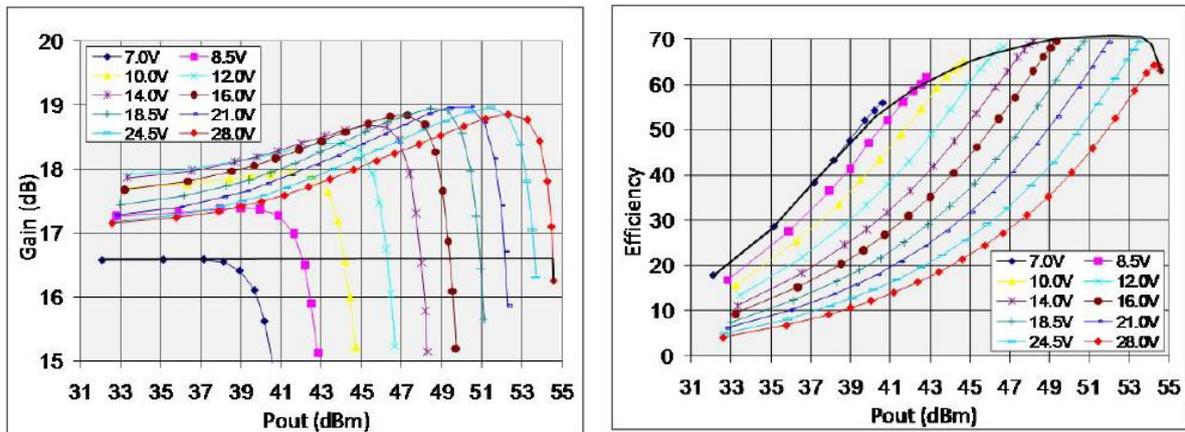


Figure 3-2: Fonctionnement de l'amplificateur LDMOS 250W pour  $V_{dd}$  variant de 7V à 28V (référence [3.4])

De la même façon, Sumitomo présente, dans la référence [3.5], un composant GaN de classe 200W intégrant des circuits d'adaptation aux harmoniques de type classe F inverse dans le boîtier. L'allure des courbes de rendement obtenues à une fréquence de 2.14 GHz pour des tensions de polarisation de drain variant de 20 V à 65V est donnée sur la figure 3-3. Ces allures montrent l'intérêt de ce composant pour une utilisation dans des architectures d'amplification à contrôle adaptatif de polarisation.

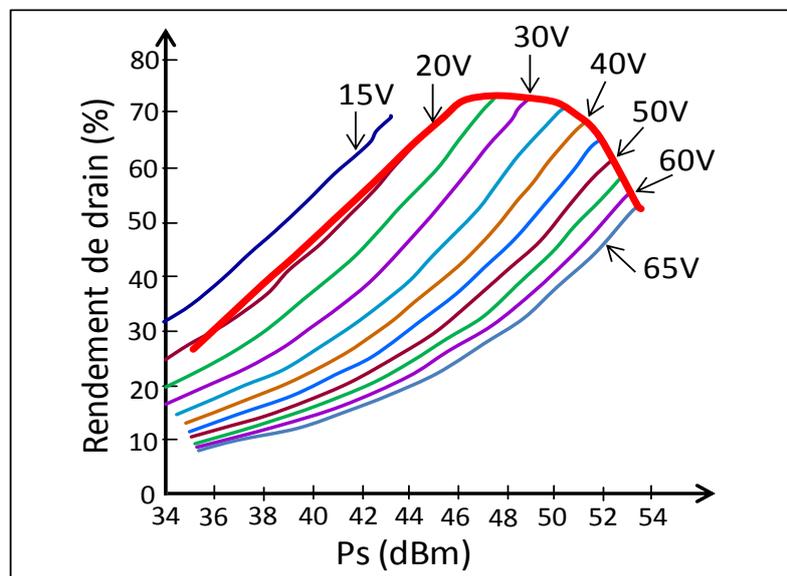


Figure 3-3 : Courbes de rendement pour plusieurs tensions de polarisation de drain d'un composant GaN Sumitomo (référence [3.5])

L'amplificateur présenté dans la référence [3.6] est adapté sur une large bande (1.3GHz-2.7GHz) et délivre dans cette bande une puissance de sortie de 39.8dBm à 42dBm

avec une PAE de 51.2% à 65.3%. Cet amplificateur est utilisé dans la composition d'un amplificateur avec 'Enveloppe Tracking' multi mode-multi bande pour des applications LTE (fréquence porteuse=1.8425GHz, bande de modulation=10 MHz, PAPR du signal=6.5 dB), WCDMA (fréquence porteuse=2.14GHz, bande de modulation=5 MHz, PAPR du signal=7 dB) et m-WiMax (fréquence porteuse=2.6GHz, bande de modulation=10 MHz, PAPR du signal=8 dB).

Le circuit de modulation de polarisation est composé de l'association d'un transistor en commutation (montage de type « buck converter ») et d'un amplificateur linéaire fonctionnant en classe AB et se comportant comme une source de tension (figure 3-4).

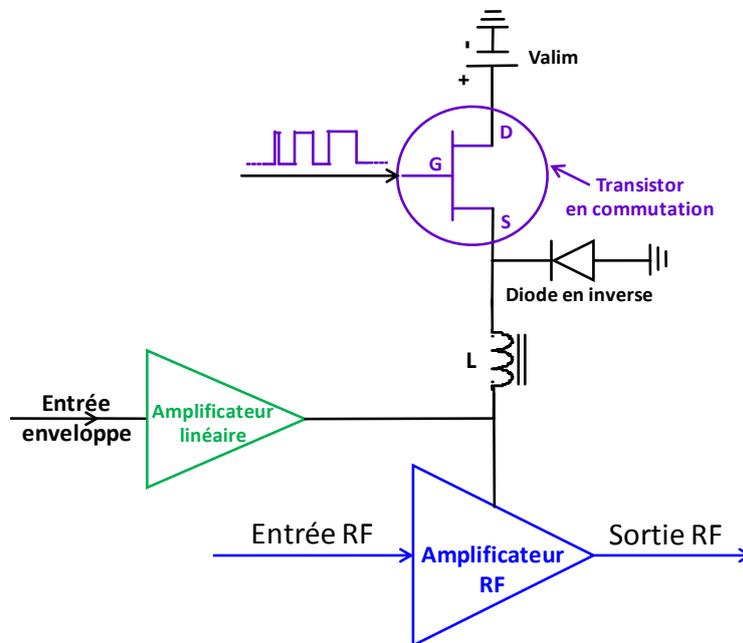


Figure 3-4 : Schéma simplifié du circuit de modulation de polarisation issu de la référence [3.6]

La voie comprenant le transistor fonctionnant en commutation fournit la majeure partie du courant DC nécessaire pour la polarisation de drain de l'amplificateur de puissance. La voie comprenant l'amplificateur linéaire permet de prendre en charge les variations nécessaires pour les fluctuations d'enveloppe rapides. Ce principe est également utilisé et rapporté dans les références [3.7] et [3.8]. Le rendement global étant le produit des rendements du modulateur et de l'amplificateur de puissance, il est rapporté des rendements mesurés de l'ordre de 30 à 37 %. Ceci implique que le rendement du modulateur de polarisation de ces travaux se situe aux alentours de 60 à 65 %. Néanmoins les auteurs

indiquent des améliorations de l'ordre de 2 à 4 points de PAE par rapport à une technique d'amplification classique en respectant des contraintes de linéarité en terme d'ACPR de l'ordre de 45 dBc.

Un circuit de type convertisseur DC-DC a été réalisé en topologie BOOST avec un transistor Cree GaN (jouant le rôle de commutateur) et des éléments passifs RF dans la publication [3.9] (figure 3-5).

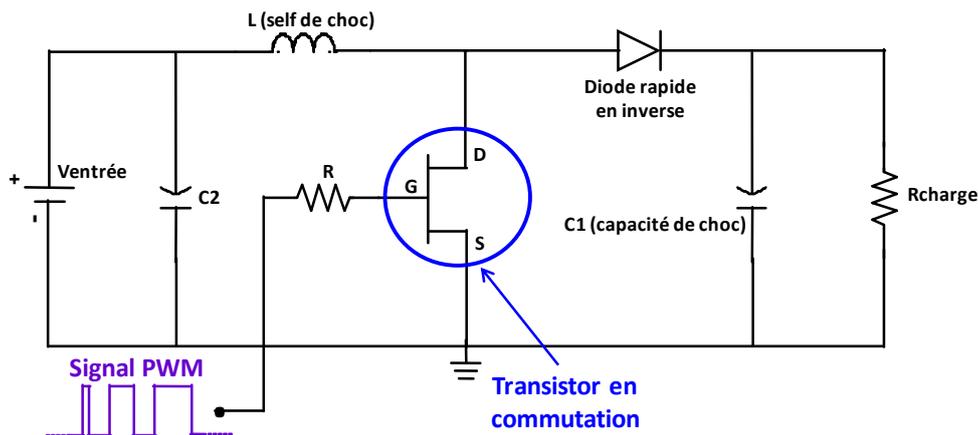


Figure 3-5: Architecture d'un convertisseur DC-DC en boucle ouverte basé sur une topologie BOOST (référence [3.9])

Un avantage de ce type de montage réside dans la configuration du transistor en source à la masse par opposition au montage de type 'Buck Converter' sur lequel nous reviendrons par la suite et qui utilise une configuration en source flottante du transistor utilisé en commutation.

Ce modulateur a une bande passante minimale de 10MHz. Celle-ci peut atteindre, sous certaines conditions, 17.5MHz avec une fréquence de découpage de 50MHz et un rendement de 84% à 90%. Son couplage avec l'amplificateur RF (10-12W) et l'application du principe d'Envelope Tracking montre une amélioration en terme de rendement de 7 à 8 points et la caractéristique de C/I3 démontre une amélioration de la linéarité de 5 à 8dB dans la zone de compression.

La publication [3.10] expose la faisabilité d'un amplificateur double bande à 870MHz et 2140MHz, réalisé à partir d'un composant GaN HEMT 240W de la société RFMD et adapté pour un fonctionnement en Envelope Tracking. Couplé à un modulateur Nujira, le système délivre un rendement de drain moyen aux fréquences respectives de 58.5% et 39.8%.

Les auteurs montrent, entre autre, l'intérêt d'ajuster les conditions de commande dynamique de polarisation de drain en fonction de la distribution statistique d'amplitude (fonction densité de probabilité, PDF) du signal considéré.

Un exemple de contrôle de polarisation avec une modulation à alimentation discrète d'un amplificateur GaN 18W en classe E fonctionnant à 1.95GHz est rapporté dans la référence [3.11]. Le circuit de commutation d'alimentation permet 4 niveaux discrets compris entre 7V et 28V. Pour cela, les commutateurs sont réalisés à partir de transistors LDMOS Si. Il s'agit d'une application large bande dont les performances sont évaluées à partir d'une caractérisation fondée sur l'utilisation d'un signal de type 16-QAM. Le système délivre 36dBm de puissance de sortie, avec un rendement moyen égal respectivement à 44.2%, 42.8%, 41.4% et une EVM de 2%, 2.1%, 3.1% pour 10 MHz, 20 MHz et 40MHz de bande.

Notons enfin l'étude d'une alimentation dynamique à bande limitée proposée dans la publication [3.12] et représentée sur la figure 3-6. Le filtrage passe bas, donc la réduction de vitesse de variation du signal de commande de polarisation par rapport à la vitesse de variation de l'enveloppe du signal RF appliqué en entrée de l'amplificateur permet une forte réduction de la consommation de la partie modulateur de polarisation (valeur de 50% indiquée par les auteurs). Les auteurs indiquent qu'ils arrivent à maintenir les performances en linéarité nécessaire pour un signal de type WiMax (bande de 10MHz standard) jusqu'à une puissance de sortie de 18 dBm.

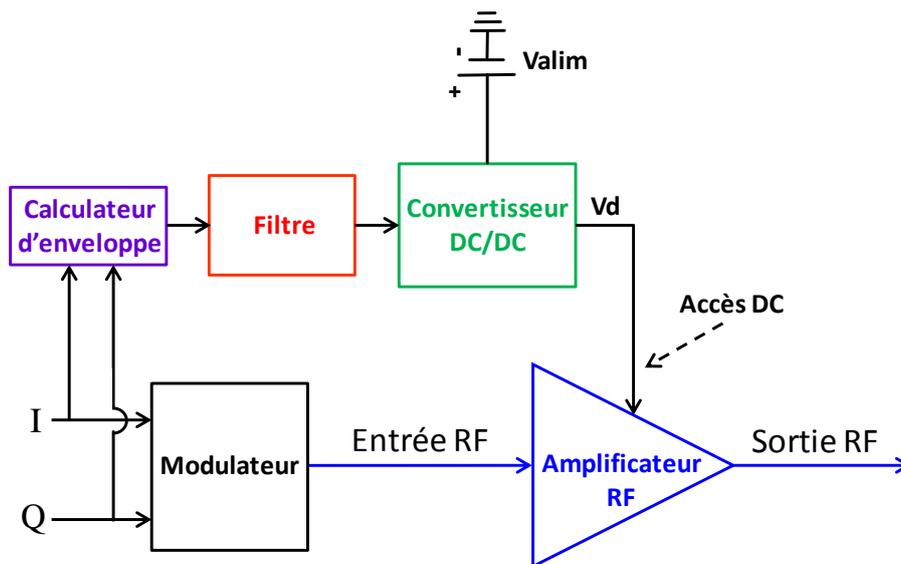


Figure 3-6: Diagramme simplifié illustrant le principe du contrôle d'alimentation dynamique à bande limitée (référence [3.12])

Ce relevé non exhaustif des travaux concernant la technique de suivi d'enveloppe montre néanmoins que ce sujet est encore dans une phase d'investigation dans des activités de recherche et développement. Il apparaît que la technologie GaN peut s'affirmer comme la technologie la mieux appropriée pour réaliser globalement toute la fonction amplification de forte puissance avec contrôle dynamique de polarisation. Pour confirmer l'intérêt de ces composants pour l'amélioration conjointe du rendement et de la puissance, une étude de principe a été menée au cours de cette thèse. Elle s'appuie sur les outils de simulation circuit et utilise des modèles non linéaires de transistors GaN. Cet aspect a été une des tâches d'XLIM dans le cadre du contrat ANR ATTITUDE 4G+.

### **I.3. Emergence de la filière GaN pour les modulateurs de polarisation**

La taille des transistors est un paramètre important pour obtenir les meilleures performances en commutation nécessaires pour le fonctionnement d'un modulateur de polarisation à très haut rendement. En effet, deux contraintes majeures sont à prendre en compte pour utiliser un transistor de puissance en commutation : la consommation du composant directement lié au paramètre  $R_{\text{DS(on)}}$  et la vitesse de commutation ( $dV/dt$ ) liée à la capacité  $C_{\text{gs}}$ . Pour obtenir une valeur de  $R_{\text{DS(on)}}$  la plus faible possible (et donc une pente  $=1/R_{\text{DS(on)}}$  dans la zone ohmique plus forte), il faut augmenter la taille du transistor ( $I_{\text{DSS}}$  maximum). Ceci a pour inconvénient d'augmenter également la capacité  $C_{\text{gs}}$  et de réduire la vitesse de commutation. La problématique se pose dans les phases de transition, car le produit entre la tension et le courant est non nul et par conséquent la consommation de transistor augmente. Le choix du composant permettant de combiner vitesse de commutation et consommation est imposé par la recherche d'un compromis  $R_{\text{DS(on)}}-C_{\text{gs}}$ .

Afin de pallier ces limitations et compte-tenu des propriétés énoncées dans le chapitre 1, l'émergence de la technologie GaN pour l'amplification aux fréquences micro-ondes constitue une alternative intéressante comparativement à la technologie LDMOS. Si dans le domaine des composants actifs RF et micro-ondes pour la mise en œuvre des commutateurs rapides et de forte puissance. La densité de puissance des composants ainsi réalisés étant très élevée, plus de 30W/mm, cette technologie grand gap apparaît comme une rupture technologique forte dans le domaine des transistors de puissance RF.

## II- Etude en simulation du principe d'Enveloppe Tracking appliqué à un amplificateur GaN 35W

### II.1. Présentation globale du sous-système constitué de l'association d'un modulateur de polarisation et d'un amplificateur de puissance RF

Pour cette étude et à l'aide du logiciel Agilent ADS, un modulateur de polarisation a été associé à un amplificateur de puissance RF. Le modulateur comme l'amplificateur de puissance ont été simulés à partir du modèle de transistor élémentaire  $8 \times 250 \mu\text{m}$  HEMT GaN fourni par Thales 3-5Lab qui a été décrit dans le chapitre 2. Le synoptique global du circuit simulé est donné sur la figure 3-7. La simulation de l'ensemble dans le domaine temporel a nécessité l'utilisation de la technique du transitoire d'enveloppe.

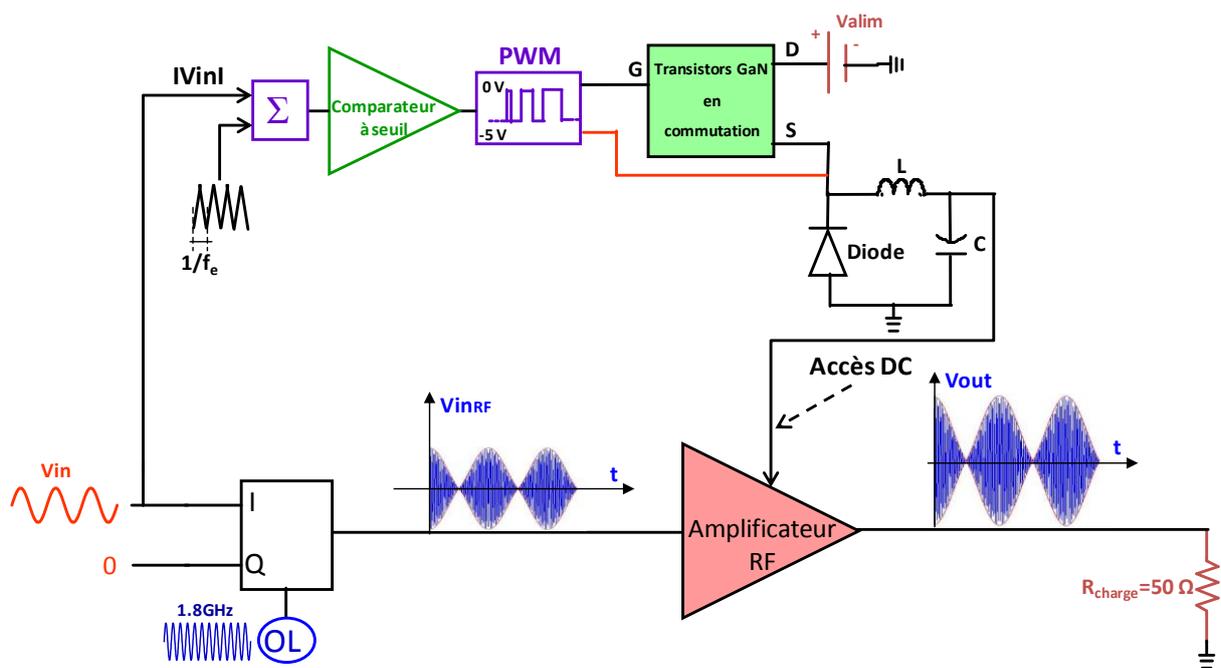


Figure 3-7 : Synoptique global de simulation

Pour ce faire, les signaux de l'enveloppe en bande de base qui alimentent le transistor HEMT GaN du modulateur sont créés à partir du logiciel Matlab et enregistrés dans un fichier texte. Ce dernier est relu sous ADS et constitue le générateur de signal alimentant le modulateur. L'intérêt de passer par Matlab pour générer les signaux réside dans la capacité d'ADS de converger plus facilement dans les simulations de transitoire d'enveloppe faisant intervenir des fréquences très différentes les unes des autres (fréquence du signal RF, de

l'enveloppe du signal modulant, fréquence de découpage du modulateur). Cette cosimulation désynchronisée permet une gestion plus indépendante des différentes fréquences mises en œuvre dans ces systèmes complexes de suivi d'enveloppe.

Le signal RF modulé d'entrée est élaboré à partir de signaux en bande de base (signaux I et Q) et d'un modulateur I/Q idéal. A partir des signaux de modulation I et Q, le module de l'enveloppe de modulation peut être calculé et ce module peut aussi se voir appliquer la fonction loi de commande. L'enveloppe traitée ainsi obtenue est alors envoyée à l'entrée d'un comparateur à seuil idéal. L'autre entrée de ce comparateur à seuil est connectée à un générateur délivrant un signal en dents de scie à la fréquence de découpage qui doit être de l'ordre de 10 fois supérieure à la fréquence du signal d'enveloppe de modulation. Cet ensemble réalise une modulation de type PWM du module de l'enveloppe du signal de modulation. Un offset DC négatif est rajouté pour obtenir un signal PWM situé de part et d'autre de la tension de pincement  $V_p$  (-3.6V) des transistors GaN. Ce signal constitue le signal appliqué entre grille et source des transistors constituant la partie commutateur du circuit de modulation de polarisation. Le signal de type PWM de puissance présent en sortie à l'accès source flottante des transistors est filtré par un filtre passe-bas dit de reconstruction et composé d'une simple cellule (LC). On note également la présence d'une diode, dite diode de roue libre. Le signal d'enveloppe de puissance présent en sortie du filtre de reconstruction est acheminé sur le circuit de polarisation de drain de l'amplificateur de puissance. L'analyse globale du fonctionnement et des performances associées se fera entre l'enveloppe complexe de sortie du signal RF modulé (aux bornes de la charge 50 ohms de l'amplificateur de puissance) et l'enveloppe générée par les signaux bande de base I et Q. Le challenge actuel des modulateurs de polarisation est la reproduction la plus fidèle possible de l'enveloppe du signal d'entrée large bande avec un rendement le plus haut possible afin de ne pas perturber le rendement de l'amplificateur. Or, à l'heure actuelle, les modulateurs à très haut rendement proposés ont des bandes passantes modérées. L'augmentation de la fréquence de découpage nécessaire à l'augmentation de la bande passante d'enveloppe induit une diminution du rendement du modulateur qui se répercute sur le rendement global du système et donc l'augmentation de la consommation globale.

Nous proposons ici une étude par la simulation des problèmes rencontrés et des tendances principales que l'on peut attendre de ce type de modulation de polarisation. Les paragraphes suivants sont consacrés à l'étude séparée dans un premier temps des deux

fonctions amplification et modulation de polarisation. Puis dans un second temps, les principaux résultats émanant de l'association de ces deux fonctions seront présentés.

## II.2. Simulations d'un amplificateur GaN pour plusieurs polarisations de drain

### II.2.1. Transistor et amplificateur RF simulés

Le transistor GaN  $8 \times 250 \mu\text{m}$  de Thalès III-V Lab, dont la modélisation a été décrite dans le chapitre 2, a été utilisé pour définir un schéma de simulation d'un amplificateur de puissance 35W en bande L.

La figure 3-8 illustre le schéma de simulation de l'amplificateur RF à l'aide du logiciel Agilent ADS à la fréquence de 1.8 GHz. Des simulations ont été effectuées dans un premier temps en mode équilibrage harmonique de cet amplificateur pour un signal d'excitation CW afin d'estimer les performances.

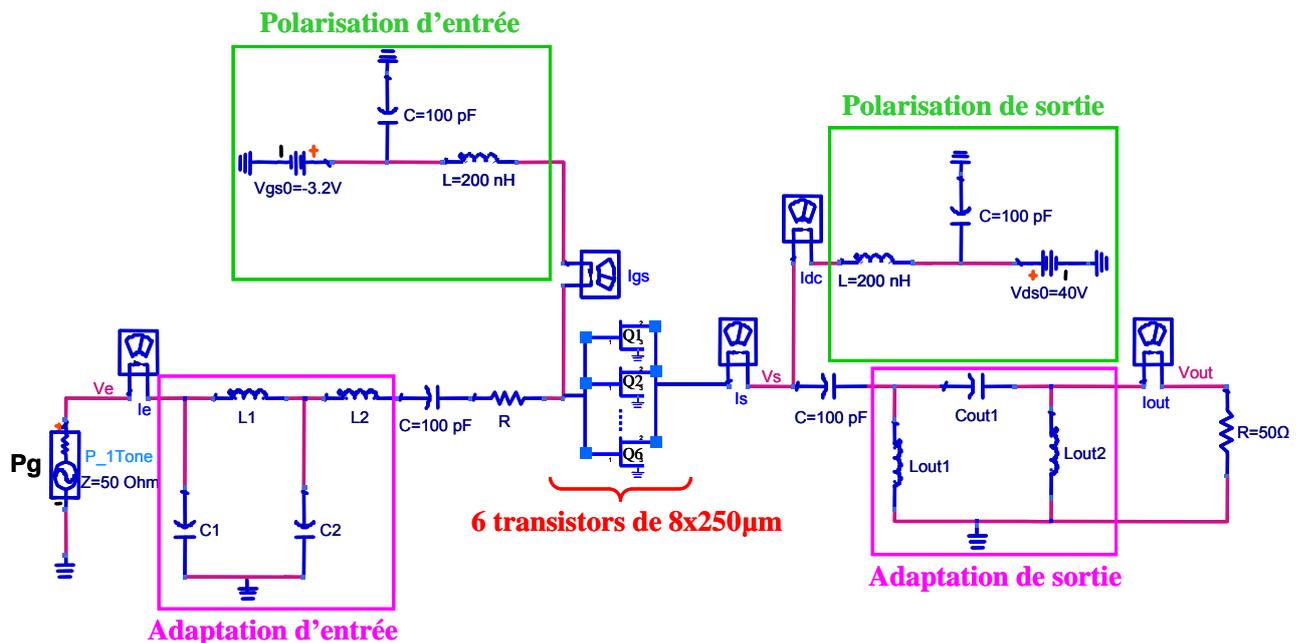


Figure 3-8: Schéma de l'amplificateur (PA RF) simulé à  $f_0 = 1.8 \text{ GHz}$

Cet amplificateur est composé de six cellules de  $8 \times 250 \mu\text{m}$  représentée chacune par un modèle non linéaire de transistor GaN de Thales III-V Lab extrait à partir de mesures I/V et paramètres [S]. Le modèle non linéaire de la cellule élémentaire ( $8 \times 250 \mu\text{m}$ ) a été validé par des mesures fort signal dans le chapitre 2. Ces cellules élémentaires sont combinées idéalement en parallèle. Des éléments localisés ont été utilisés pour les réseaux d'adaptation.

La puissance disponible du générateur d'impédance interne 50 ohms d'entrée est représentée par  $P_g$ . La tension de polarisation de grille est ajustée pour obtenir un gain plat à bas niveau pour la valeur de polarisation de drain minimale utilisée. Cette valeur de  $V_{ds0}$  minimale est égale à 16V dans le cadre de cette étude. Cette valeur se situe au-delà de la zone ohmique et proche de la limite basse de la zone saturée. La valeur de la polarisation de grille  $V_{gs0}$  correspondante est de -3.2V.

La figure 3-9 représente le réseau I/V de chaque transistor élémentaire GaN 8x250 $\mu$ m de Thales III-V Lab. Cette figure montre également la zone en traits pointillés à partir de laquelle la loi de commande de polarisation de drain variable a été extraite.

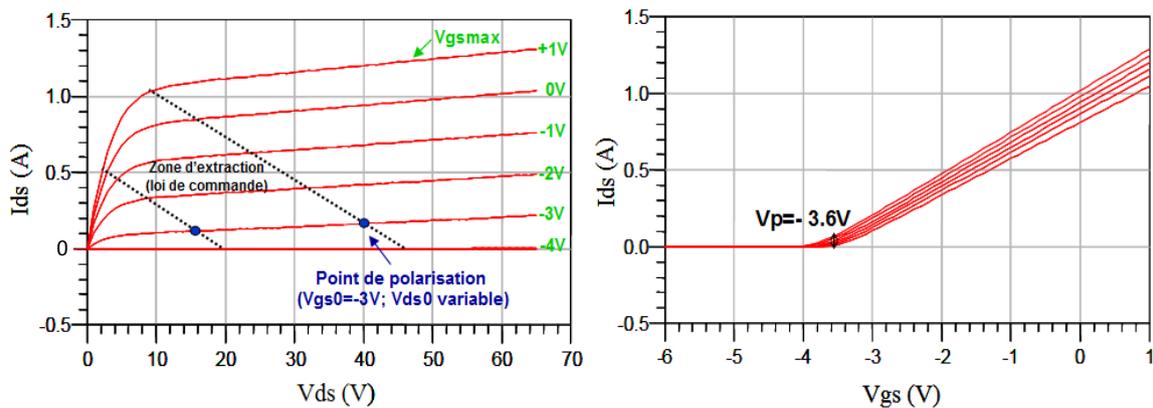


Figure 3-9 : Représentation de la zone d'extraction de la loi de commande sur le réseau I/V

### II.2.2. Recherche de conditions de fonctionnement linéaire et à haut rendement

Les conditions de fort rendement sont obtenues lorsque le transistor travaille en partie dans la zone saturée. Cela correspond alors à un fonctionnement non linéaire du transistor. Le principe inhérent au suivi d'enveloppe vise à obtenir à la fois des performances en rendement et en linéarité, ce qui exclut la technique du recul en puissance (Back-Off) qui permet de gagner en linéarité mais au détriment du rendement. L'intérêt de la technique de suivi d'enveloppe réside dans le fait que les conditions de fonctionnement linéaire sont fixées pour une valeur de gain constant dans une zone de compression correspondant à un rendement suffisant de l'amplificateur. En clair, la figure 3-10 décrit brièvement la solution du compromis rendement/linéarité par le contrôle de polarisation adaptatif (principe de suivi d'enveloppe).

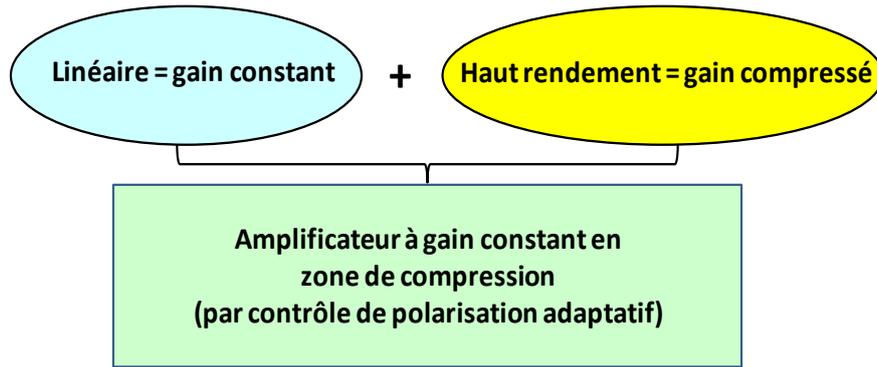


Figure 3-10 : Solution conduisant à l'obtention simultanée de haut rendement et de linéarité

Des simulations de l'amplificateur en mode CW ont été effectuées par la technique d'équilibrage harmonique pour plusieurs tensions de polarisation de drain afin de déterminer le profil de la loi de commande de polarisation visant un fonctionnement linéaire et à haut rendement. La figure 3-11 (à gauche) présente des courbes de gain en puissance de l'amplificateur en fonction de la puissance disponible du générateur d'entrée, simulées en CW à la fréquence centrale de 1.8 GHz pour plusieurs tensions de polarisation de drain allant de 16V à 40V par pas de 4V.

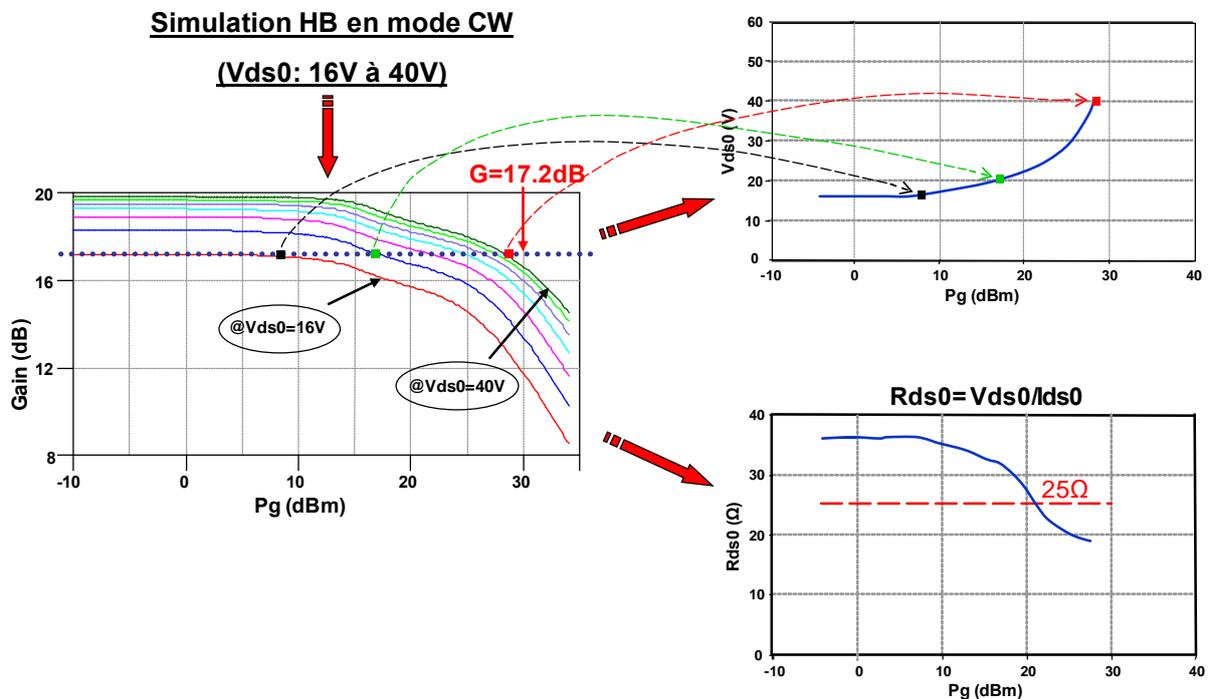


Figure 3-11 : Principe de la recherche du profil de la loi de commande de polarisation de drain du PA RF et profil de Rds0

La recherche de la loi de commande de polarisation de drain qui vise à avoir un gain constant de l'ordre de 17dB est illustrée sur cette même figure par la droite horizontale en trait pointillé. Le profil de cette loi de commande de  $V_{ds0}$  en fonction de la puissance disponible du générateur  $P_g$  est tracé également sur la figure 3-11 (à droite et en haut). Cette courbe est obtenue de manière quasi-statique à partir des points d'intersection entre les courbes de gain paramétrées en  $V_{ds0}$  et la droite horizontale de gain constant égal à 17.2dB. En dessous d'une certaine puissance ( $P_g$  égale à 7 dBm dans notre cas), la tension  $V_{ds0}$  reste égale à 16 V. Cette figure indique également l'allure de la courbe obtenue en traçant le rapport  $R_{ds0}$  égal à  $V_{ds0}/I_{ds0}$  qui représente les variations de charge statique que verra la modulateur de polarisation.  $I_{ds0}$  et  $V_{ds0}$  sont ici respectivement le courant et la tension continue de polarisation de la totalité des 6 cellules actives de  $8 \times 250 \mu\text{m}$ . La valeur de  $R_{ds0}$  se situe autour d'une valeur moyenne de l'ordre de  $25\Omega$ .

Dans ce cas, chaque cellule élémentaire présente sur son accès de polarisation de drain, pour les différents points de polarisation de drain, une résistance  $R_{ds0}$  ( $V_{ds0}/I_{ds0}$ ) variable dont la valeur moyenne est de l'ordre de  $180\Omega$ .

### II.2.3. Caractéristiques de puissance de l'amplificateur le long de la loi de commande

Dans le même contexte avec le paramétrage en  $V_{ds0}$  (ici par pas de 8V), la figure 3-12 représente les caractéristiques de puissance, à savoir le rendement en puissance ajoutée (à gauche) et la caractéristique d'AM/PM (à droite). Sur ces deux graphiques sont superposées également les caractéristiques correspondantes (en noir) pour un fonctionnement le long de la loi de commande.

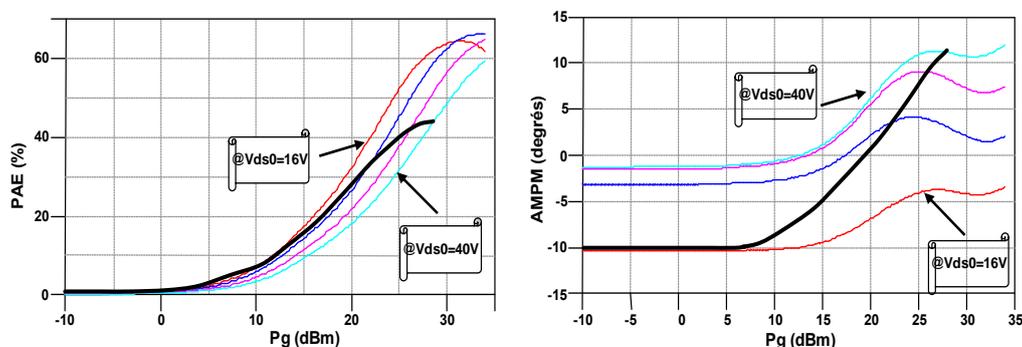


Figure 3-12 : Caractéristiques de puissance PAE (à gauche) et AM/PM (à droite) pour un fonctionnement le long de la loi de commande de polarisation

Nous pouvons constater des prédictions d'améliorations de performances en rendement de l'ordre de 8 à 10 points comparativement à un fonctionnement à polarisation de drain fixe de 40V et une conversion de phase AM/PM significative de l'ordre de 20 degrés.

Nous avons vu précédemment qu'on s'était fixé comme objectif un gain constant de 17.2 dB représenté par le trait horizontal en pointillé sur la figure 3.11. Ceci correspond à un fonctionnement linéaire avec une compression de gain de l'ordre de 3 dB. Nous ne sommes pas allés au-delà de cette compression afin de ne pas trop descendre en  $V_{ds0}$  pour ne pas aller dans la zone ohmique et avoir un rendement suffisant de l'ordre de 45-50%.

Le cycle de charge de chaque cellule élémentaire de l'amplificateur de puissance le long de la loi de commande de polarisation variable est présenté sur la figure 3-13. Avec la diminution du point de la polarisation, la puissance diminue (effet de la loi de commande) et donc l'excursion du cycle de charge diminue aussi.

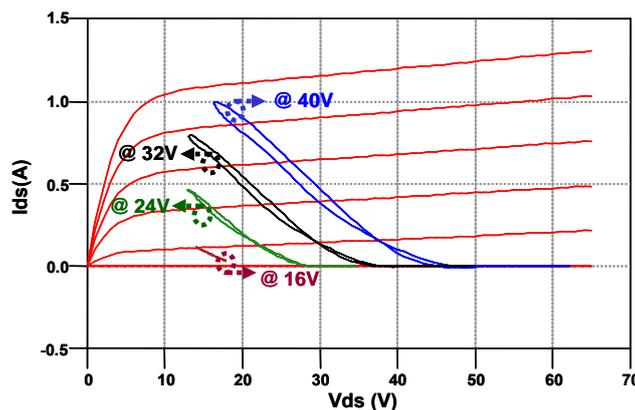


Figure 3-13 : Cycle de charge de chaque cellule élémentaire du PA RF avec la loi de commande de polarisation

La ligne quart-d'onde d'impédance de 70 Ohms des circuits de polarisation de l'amplificateur de la figure 3-8 a été remplacée par une self de 200 nH afin de faire converger les simulations en transitoire d'enveloppe par la suite. Cette modification s'avère correcte car d'une part elle ne perturbe pas la fonction de transfert du modulateur et d'autre part les simulations CW de l'amplificateur montrent les mêmes performances en puissance que dans le cas de la ligne quart-d'onde. Les harmoniques au-delà de 2.5GHz sont idéalement court-circuitées par un filtrage logiciel (boîte d'impédances harmoniques sous ADS). Il en résulte un cycle de charge quasi-identique comparativement au cycle de charge issu de la simulation avec la ligne quart-d'onde.

Les réglages des circuits d'adaptation de l'amplificateur ont été faits aussi pour un gain plat en fonction de la fréquence sur une bande de quelques dizaines de MHz autour de la fréquence centrale de travail. Des simulations en équilibre harmonique toujours en mode CW mais avec un balayage en fréquence ont été effectuées. La figure 3.14 illustre le gain (à gauche) et le TOS d'entrée (à droite) pour trois points de polarisation de drain  $V_{ds0}$  qui sont : 24, 32, et 40V avec une puissance de générateur RF ( $P_g$ ) égale à 21.8, 26.4 et 28.4dBm respectivement et correspondants à la loi de polarisation de drain pour la valeur de  $V_{ds0}$  considérée.

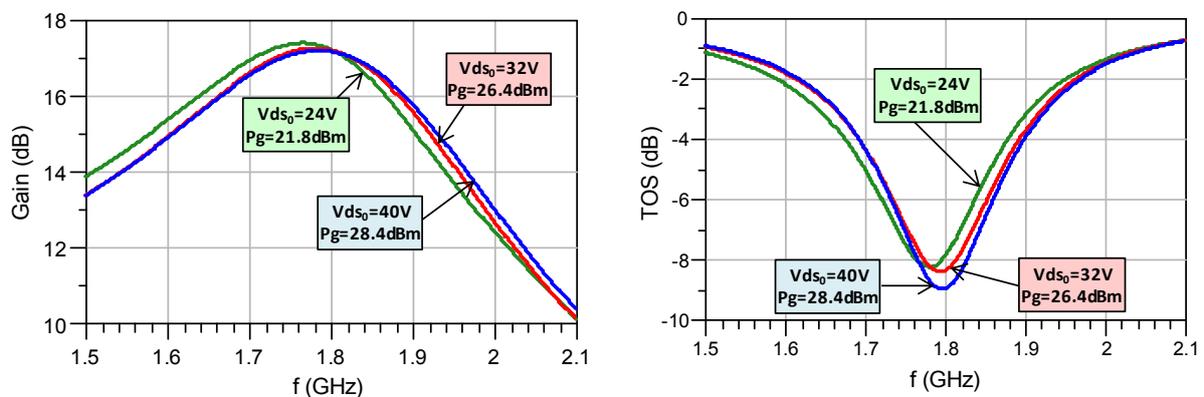


Figure 3-14 : Caractéristiques de gain (à gauche) et TOS d'entrée (à droite) pour  $V_{ds0}$  égal à 24, 32 et 40V à la puissance de générateur RF ( $P_g$ ) correspondante le long de la loi de commande

Les variations de gain quasi-statique sont relativement faibles (gain plat) sur une bande d'une centaine de MHz autour de la fréquence centrale et le TOS d'entrée ou le coefficient de réflexion d'entrée est de l'ordre de -9dB.

## II.3 Simulations d'un modulateur de polarisation seul

### II.3.1. Principe de fonctionnement du circuit de type Buck Converter simulé

Dans le cadre de ces travaux de thèse, nous nous sommes focalisés sur un système de variation de polarisation continue avec un modulateur de polarisation variable de type hacheur série. Ce système intègre un circuit de type 'Buck Converter' dont le principe est illustré sur la figure 3-15.

Le fonctionnement d'un convertisseur Buck peut être divisé en deux configurations suivant l'état du commutateur :

- Dans l'état passant, le commutateur est fermé, la tension aux bornes de la self L vaut  $V_{DC} - V_{SORTIE}$ . Le courant traversant la self augmente linéairement. La tension aux bornes de la diode D étant négative, aucun courant ne la traverse.
- Dans l'état bloqué, le commutateur est ouvert. La diode devient passante et assure la continuité du courant dans la self. la tension aux bornes de la self L vaut  $-V_{SORTIE}$ . Le courant traversant la self décroît.

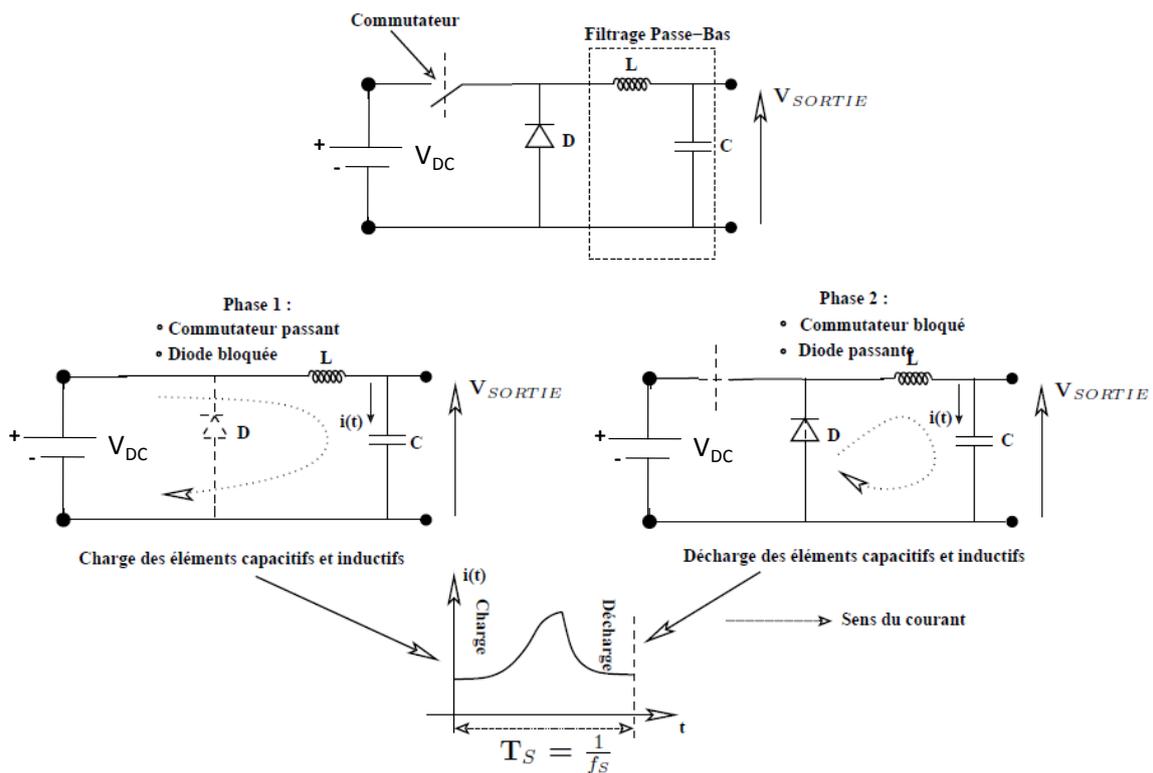


Figure 3-15 : Schéma de principe et phases de fonctionnement d'un 'Buck Converter'

Pour cette configuration d' « abaisseur de tension », la tension de sortie ( $V_{SORTIE}$ ) sera plus faible que la tension  $V_{DC}$ . En fonction du signal de commande du commutateur et du filtrage LC utilisé, elle varie entre 0 et  $V_{DC}$ .

Nous avons effectué des simulations en transitoire avec un commutateur idéal et un signal avec un rapport cyclique constant. Le synoptique de la simulation est illustré sur la figure 3-16.

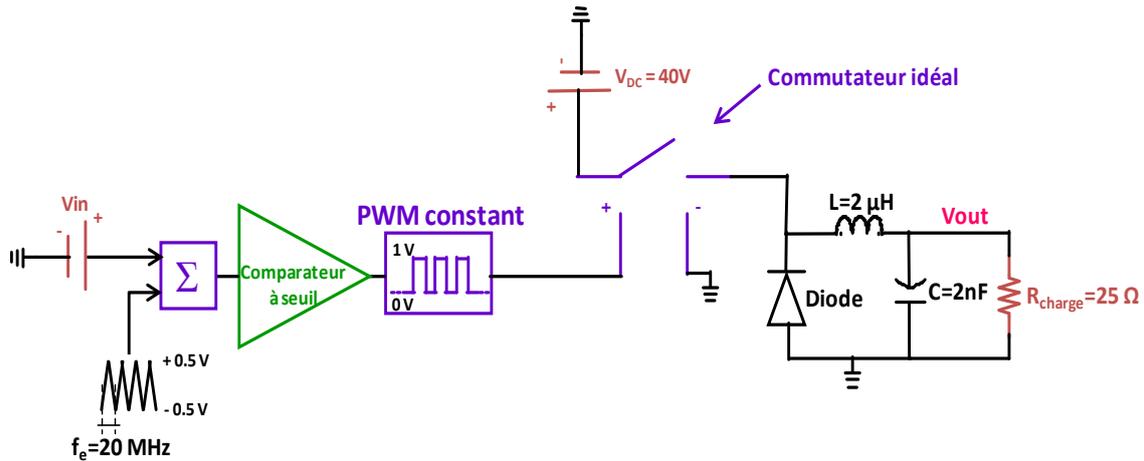


Figure 3-16 : Synoptique de simulation en transitoire avec un commutateur idéal et un signal avec rapport cyclique constant

La tension d'entrée  $V_{in}$  issue d'un générateur de tension continue permet d'obtenir un signal avec rapport cyclique constant à l'entrée de commutateur idéal. Ce dernier est alimenté à  $V_{DC}$  égal à 40V. Le montage de type « buck convertter » permet la reconstruction du signal PWM. Nous avons mis en évidence la tension de sortie  $V_{out}$  (en simulations) pour deux valeurs de la tension  $V_{in}$  (figure 3-17).

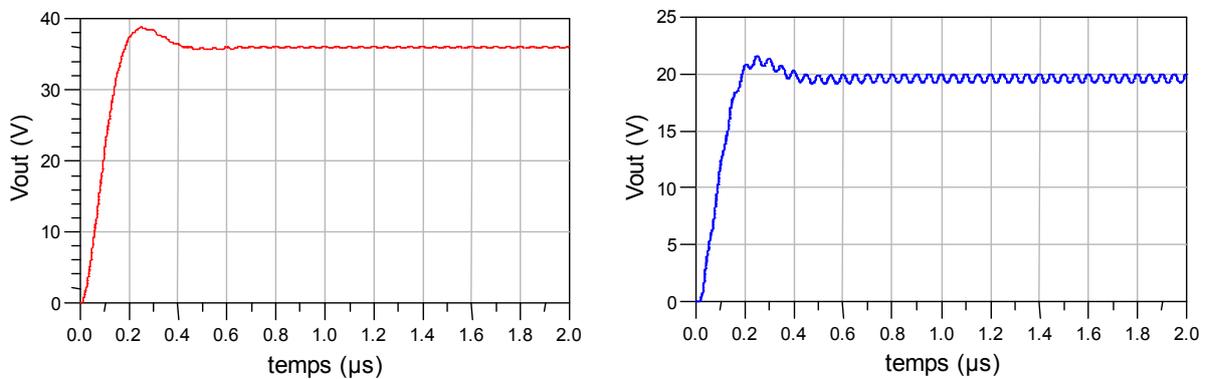


Figure 3-17 : La tension de sortie  $V_{out}$  pour  $V_{in}=0.4V$  et un rapport cyclique de 90% (à gauche) et  $V_{in}=0V$  et un rapport cyclique de 50% (à droite)

L'apparition du transitoire ( $\tau=RC$ ) sur ces résultats est dû à la cellule LC du filtre de reconstruction. La tension  $V_{out}$  est bien inférieure à  $V_{DC}$ .

Si le rapport cyclique est variable, alors on pourra avoir une tension de sortie variable comme nous allons le voir dans le prochain paragraphe.

### II.3.2 Simulations du modulateur de polarisation

#### II.3.2.1. Analyse du schéma du modulateur simulé

La figure 3-18 illustre le schéma du modulateur de polarisation simulé sous ADS. Il est piloté par un signal PWM de rapport cyclique variable et est composé de trois éléments fondamentaux :

- 1 association de 6 transistors HEMT GaN 8x250µm en parallèle qui joue le rôle de commutateur ;
- 1 diode Schottky ;
- 1 filtre passe-bas dit de reconstruction (1 cellule LC).

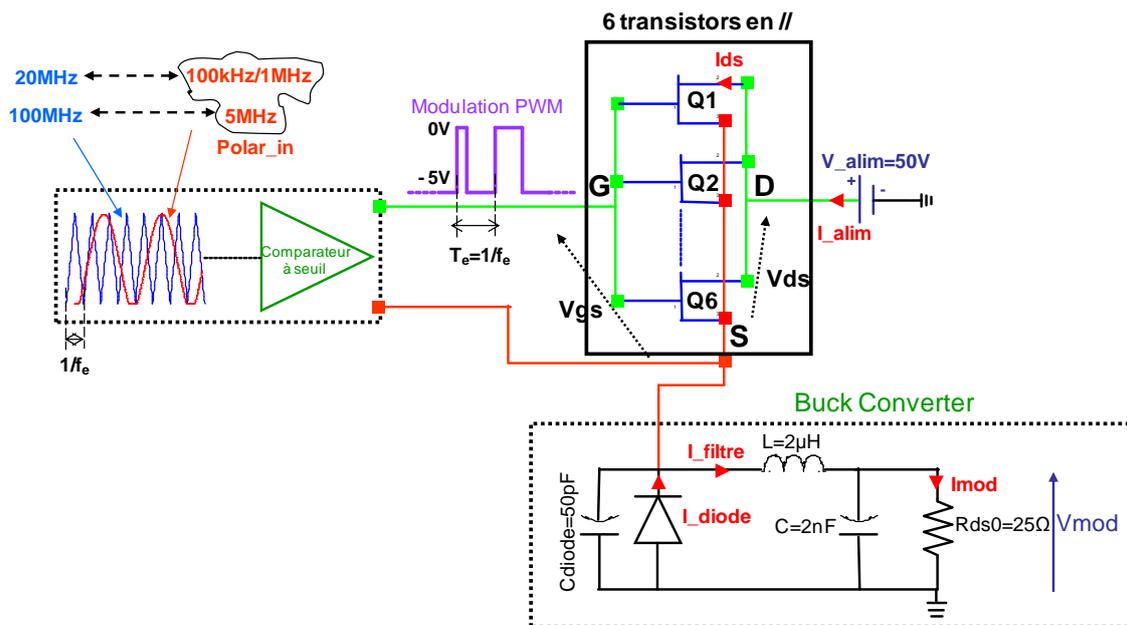


Figure 3-18 : Architecture et principe du modulateur simulé

Le commutateur est alimenté coté drain par une tension  $V_{alim}=50V$ . Il est excité par un signal PWM d'amplitude comprise entre  $-5V$  (état OFF ou blocage des transistors) et  $0V$  (état ON ou conduction des transistors) et de fréquence de découpage  $f_c$ . Ce signal est issu d'un comparateur à seuil (modèle idéal) fonctionnant au rythme de l'horloge  $f_c$ . Le signal résultant appliqué sur la grille des transistors a une période constante  $T_e=1/f_c$  mais un rapport cyclique variable (entre 25% et 90%) dû à l'intégration de la loi de commande au module du

signal d'enveloppe d'entrée. Ce dernier intégré à la loi de commande est nommé Polar\_in. La particularité de ce montage tient à l'utilisation des transistors en source flottante.

Les éléments connectés aux accès source des transistors sont respectivement :

- Une diode Schottky en inverse (là aussi avec un modèle idéalisé composé d'une source de courant de type exponentiel décrivant la caractéristique I/V d'une diode connectée en parallèle à une capacité C<sub>diode</sub> linéaire). La diode doit être idéalement une diode rapide afin de pouvoir passer très rapidement à son état passant juste à la mise à 'OFF' du commutateur. La valeur de la capacité C<sub>diode</sub> est de l'ordre de 50pF.
- Une cellule LC réalisant une fonction de filtrage passe-bas (filtre de reconstruction) fermée sur une charge de 25Ω. Le filtre passe-bas permet de récupérer l'enveloppe (démodulation du signal d'impulsions PWM) tout en réjectant les composantes harmoniques du signal de découpage. Nous avons pris le choix de fonctionnement du convertisseur Buck en mode de conduction continue et donc le courant noté I<sub>filtre</sub> traversant l'inductance L ne s'annule jamais. Ce dernier est parfaitement en phase avec la tension aux bornes de la capacité C. Ceci représente un des critères de choix des valeurs des éléments du filtrage. En effet, pour travailler en mode continu, le rapport L/R doit être le plus grand possible, R étant connue d'après l'analyse en CW de l'amplificateur RF décrite précédemment (R=R<sub>ds0</sub>), il faut augmenter L. Quand au choix de la capacité C, il y a un compromis à respecter, car plus sa valeur augmente, plus la rejection de la fréquence d'horloge sur le signal de sortie est bonne. Mais compte-tenu de la relation  $\tau=RC$ , plus la valeur de C augmente et plus le régime transitoire augmente. La bande passante de ce filtre doit être proche de celle du signal d'enveloppe comme l'illustre la figure 3-19.

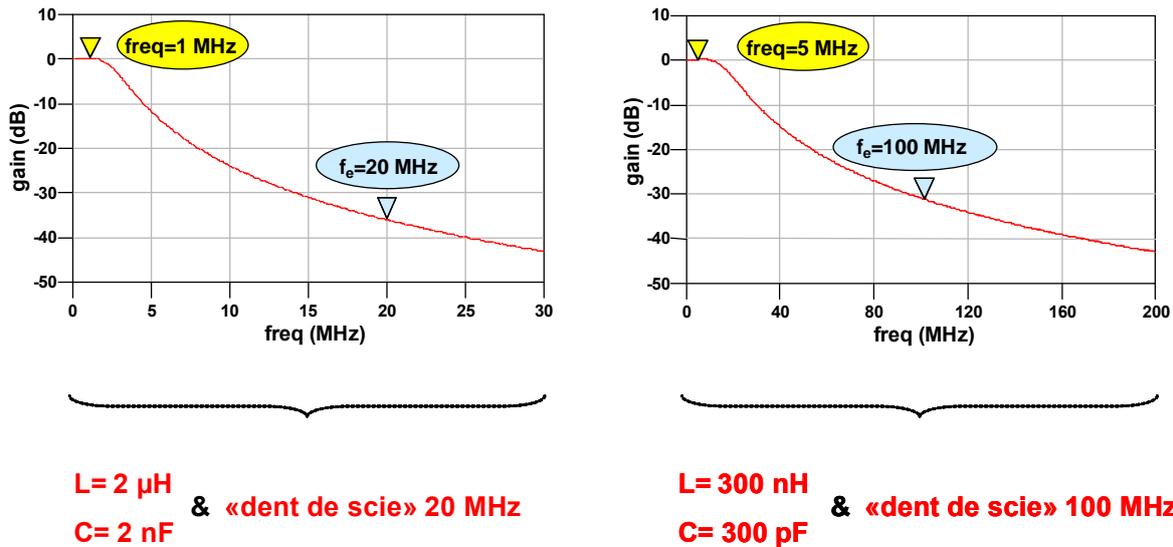


Figure 3-19 : Fonction de transfert du filtre de reconstruction LC pour un signal d'enveloppe de 1MHz (à gauche) et 5MHz (à droite)

Sur cette figure nous pouvons voir les valeurs des éléments L et C du filtre de reconstruction. Il y a un rapport 20 entre le signal d'enveloppe et le signal de découpage en 'dent de scie' et dans les deux cas, une bonne rejection ( $< -30\text{dB}$ ) de la fréquence de découpage  $f_c$ .

Si une réjection plus importante de la fréquence de découpage s'avère nécessaire on peut utiliser un filtre d'ordre 2 (cascade de 2 cellules LC) ou bien il est possible d'ajouter un filtre de type 'Notch' à la fréquence de découpage.

Plusieurs simulations par la technique du transitoire d'enveloppe sont effectuées pour une fréquence du signal d'enveloppe en réglant à chaque fois la fréquence de découpage appropriée (rapport de fréquence égal à 20) et la bande passante du filtre de reconstruction. Par souci de simplicité et de visualisation des différents signaux dans le domaine temporel, le signal d'enveloppe à découper est le module d'un signal sinusoïdal. L'objectif de ces simulations est d'étudier l'impact de la vitesse de commutation sur le signal de sortie  $V_{\text{mod}}$  aux bornes de la charge  $R_{\text{ds0}}=25\Omega$  mais également son influence sur le rendement du modulateur.

**II.3.2.2. Résultats de simulations du modulateur avec une fréquence de découpage  $f_c=20\text{MHz}$  et  $C_{diode}=50\text{pF}$**

La fréquence de découpage étant de 20MHz, nous avons présenté sur la figure 3-20 la tension de sortie ( $V_{mod}$ ) et la tension d'entrée ( $Polar\_in$ ) superposées sur un même graphique pour un signal d'enveloppe de 100kHz (à gauche) et 1MHz (à droite). Pour la représentation des signaux en haut de cette figure, le facteur d'échelle de temps n'est pas respecté contrairement aux résultats des simulations représentés en bas de cette figure.

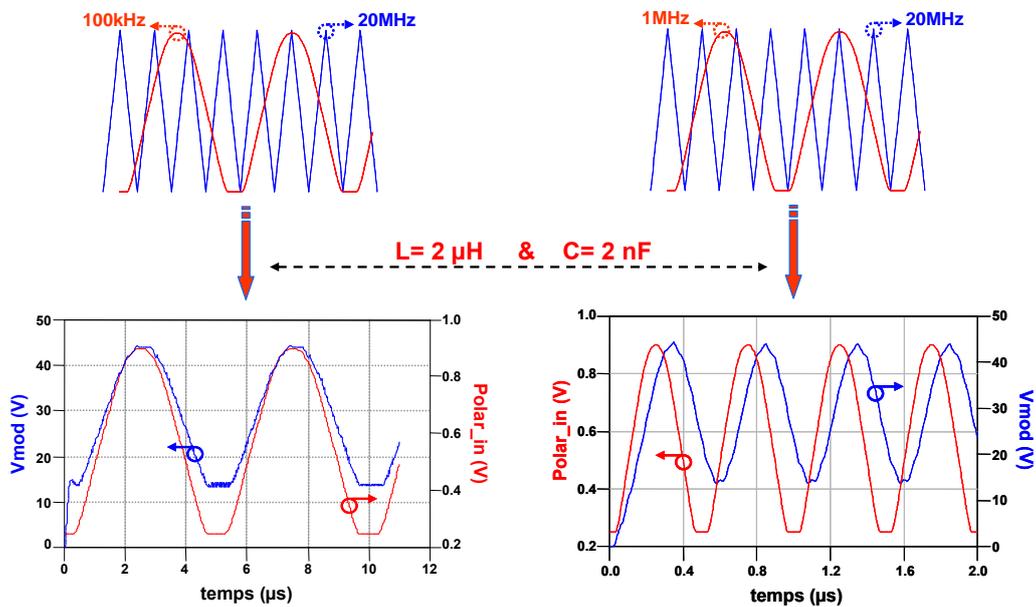


Figure 3-20 : Forme des tensions du modulateur avec  $f_c=20\text{MHz}$  et signal modulant de 100kHz (à gauche) et 1MHz (à droite)

Nous pouvons constater que plus la fréquence de modulation augmente, plus le désalignement temporel entre la sortie et l'entrée s'accroît et moins la rejection de la fréquence de découpage  $f_c$  est bonne sur le signal de sortie (observation des ondulations).

Dans le même contexte et pour une modulation de 100kHz, la figure 3-21 illustre les différents courants et tensions pris aux nœuds indiqués sur la figure 3-18 du schéma du modulateur. Le modulateur est piloté par une tension  $V_{gs}$  de commutation entre -5V et 0V. Son passage à 0V déclenche le transistor qui devient alors passant. La chute brutale de la tension intrinsèque  $V_{ds\_int}$  provoque l'apparition d'un pic sur le courant intrinsèque  $I_{ds}$  de la cellule élémentaire du modulateur. Le cycle de charge d'une cellule élémentaire du

modulateur est tracé également pour un niveau maximal de la tension Polar\_in et donc un niveau maximal de puissance.

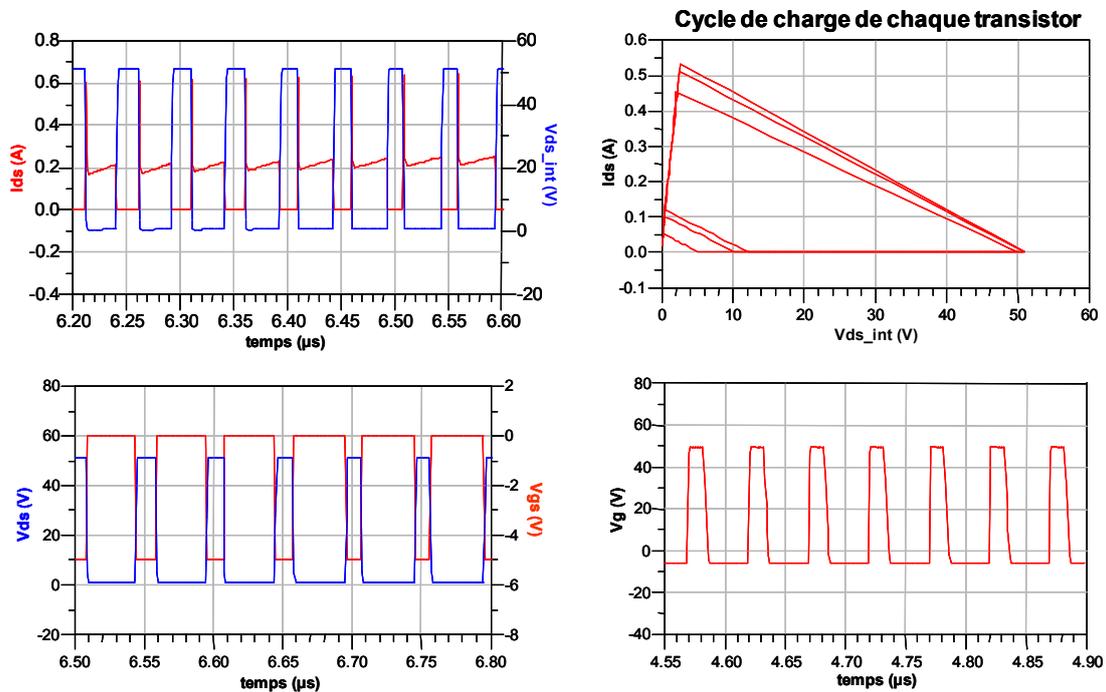


Figure 3-21 : Forme des tensions et des courants du modulateur pour la fréquence de modulation  $f_m$  égale à 100KHz et de découpage  $f_e$  égale à 20MHz

### II.3.2.3 Résultats de simulations du modulateur avec une fréquence de découpage $f_e=100MHz$

Dans le cadre des simulations du modulateur avec une fréquence de découpage de 100MHz, la fréquence du signal d'enveloppe choisie est de 5MHz (rapport 20 entre les deux). Comme dans le paragraphe précédent, pour la représentation des signaux en haut des figures 3-22 et 3-23, le facteur d'échelle de temps n'est pas respecté contrairement aux résultats des simulations représentés en bas de ces figures.

L'augmentation nette de la fréquence du signal modulant par rapport au cas précédent favorise le désalignement temporel et les ondulations sur le signal de sortie sont accentuées. De plus, nous pouvons constater qu'une diminution de la valeur de la capacité ( $C_{diode}$ ) associée en parallèle à la diode de commutation est nécessaire afin de travailler dans les conditions favorables de commutation. Cette constatation est illustrée sur les figures 3-22 et 3-23.

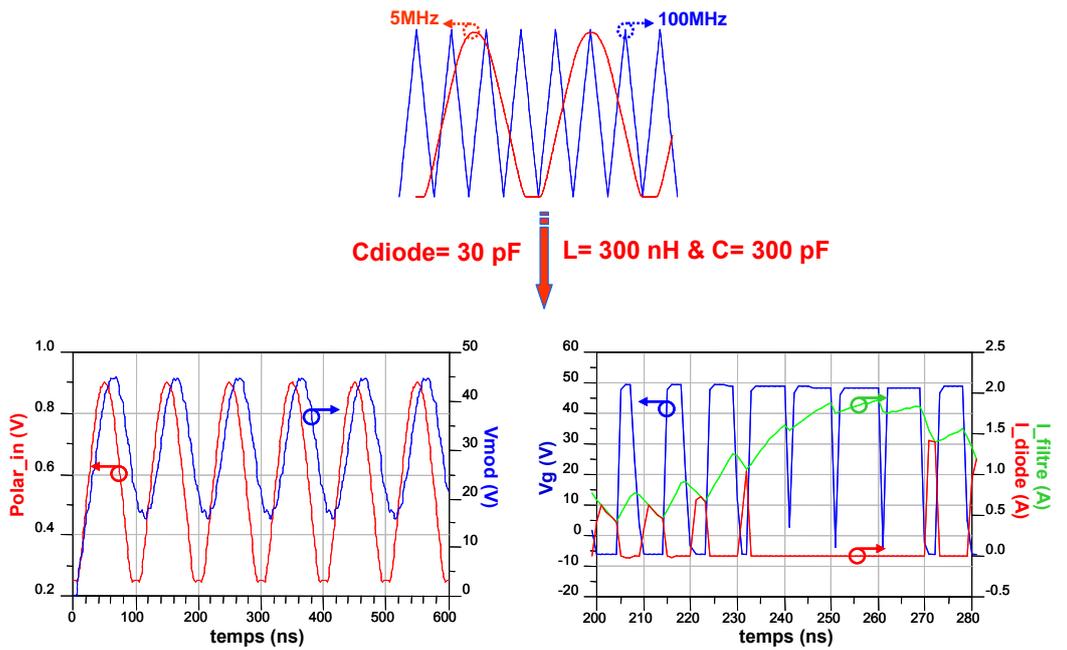


Figure 3-22 : Cas défavorable pour  $C_{diode}=30pF$

On voit aisément que le courant traversant la diode ne suit plus la fonction de commutation à certains endroits où le rapport cyclique atteint son maximum. Il est nécessaire de diminuer la valeur de  $C_{diode}$ . Les améliorations obtenues dans le cas où la valeur de  $C_{diode}$  est prise à 2pF sont illustrées sur la figure 3-23.

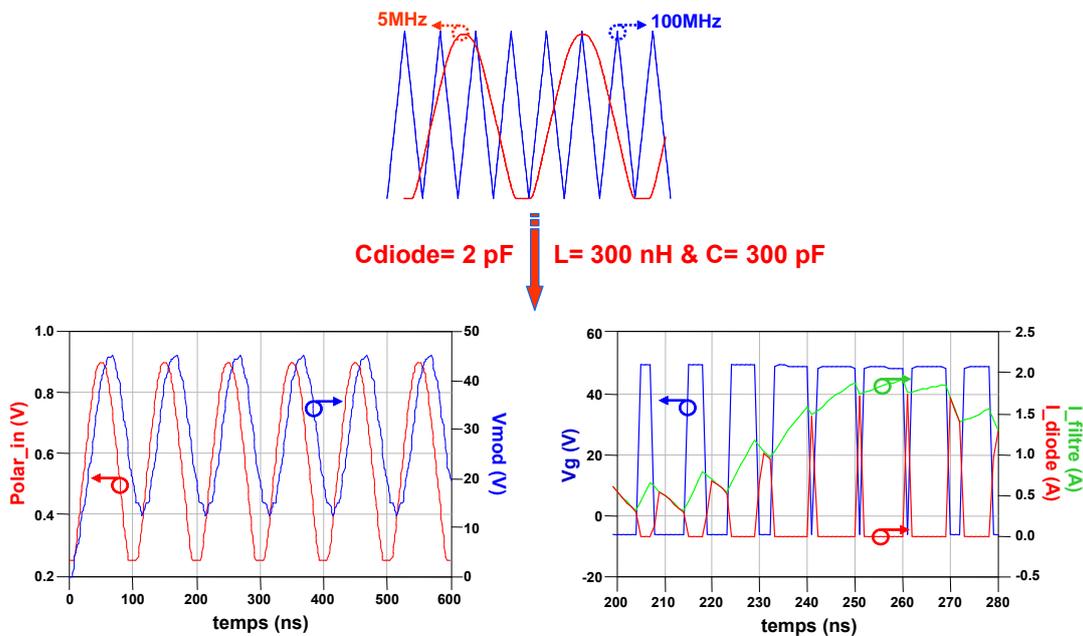


Figure 3-23 : Cas favorable pour  $C_{diode}=2pF$

**II.3.2.4. Résultats en rendement moyen du modulateur**

L'augmentation de la fréquence de découpage  $f_c$  affecte le rendement. Le tableau 3-1 présente la valeur du rendement moyen du modulateur en fonction de tous les paramètres mis en jeu : fréquence de découpage ( $f_c$ ), fréquence de l'enveloppe ( $f_m$ ) et Cdiode. Ce rendement moyen est calculé en utilisant la relation suivante :

$$\eta = \frac{\int_{t_0}^{t_0+nT} (V_{\text{mod}}(t) \cdot I_{\text{mod}}(t)) dt}{\int_{t_0}^{t_0+nT} (V_{\text{alim}}(t) \cdot I_{\text{alim}}(t)) dt} \quad \text{Eq 3-1}$$

avec  $V_{\text{mod}}(t)$  et  $I_{\text{mod}}(t)$  : respectivement la tension et le courant filtrés en sortie du modulateur,  $V_{\text{alim}}(t)$  et  $I_{\text{alim}}(t)$  : respectivement la tension DC et le courant DC et  $t_0$  : l'instant de démarrage du régime établi à partir duquel un nombre entier  $n$  de périodes  $T$  est nécessaire afin de calculer l'intégrale.

<b>Cdiode</b>	<b><math>f_m</math></b>	<b>Fréquence de découpage (<math>f_c</math>)</b>	<b>Rendement moyen <math>\eta</math></b>
<b>50pF</b>	<b>100kHz</b>	<b>20MHz</b>	<b>91%</b>
<b>50pF</b>	<b>1MHz</b>	<b>20MHz</b>	<b>91%</b>
<b>50pF</b>	<b>5MHz</b>	<b>100MHz</b>	<b>80%</b>
<b>30pF</b>	<b>5MHz</b>	<b>100MHz</b>	<b>81%</b>
<b>2pF</b>	<b>5MHz</b>	<b>100MHz</b>	<b>89%</b>

Tableau 3-1 : Variations du rendement moyen du modulateur en fonction de différents paramètres

## II.4. Application de la technique d'Envelope Tracking à l'amplificateur 35W

### II.4.1. Présentation du circuit total simulé

Nous avons étudié précédemment le modulateur seul fermé sur une charge  $R_{ds0}$  égal à 25 Ohms. En réalité, cette valeur n'est pas constante et varie en fonction du niveau de puissance d'entrée de l'amplificateur de puissance. Lors de l'application de la loi de commande par l'intermédiaire du modulateur, l'amplificateur de puissance RF est alimenté avec une polarisation variable sur son drain au rythme de l'enveloppe complexe d'entrée. Une extraction en dynamique de la loi de commande de polarisation est nécessaire afin de pouvoir l'intégrer au module de l'enveloppe complexe provenant d'un modulateur IQ.

Le synoptique global du couplage entre le modulateur et l'amplificateur RF ainsi que le principe de l'extraction de loi de commande en dynamique est représenté sur la figure 3-24. La modulation est une modulation sinusoïdale d'une porteuse micro-onde à 1.8 GHz.

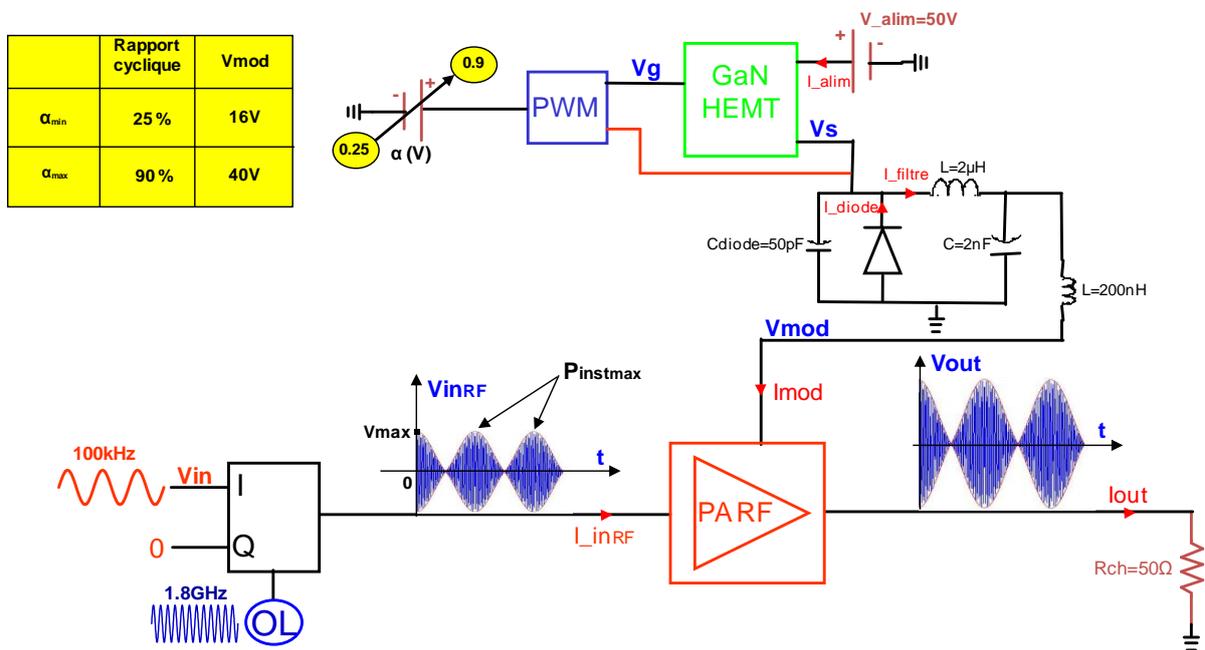


Figure 3-24 : Principe d'extraction de la loi de commande dynamique

L'amplificateur RF est attaqué en entrée par un signal RF ( $V_{inRF}$ ) modulé à la fréquence de 100kHz. Il est alimenté du coté drain par le modulateur de polarisation. La valeur de cette polarisation est fixée par la tension continue d'entrée ( $\alpha$ ) du modulateur PWM.

La variation de cette dernière entre 0.25V et 0.9V correspond à une variation de tension de polarisation de drain de l'amplificateur entre 16V et 40V ce qui se traduit par une variation du rapport cyclique du signal d'impulsions PWM entre 25% et 90%.

Un balayage de la tension  $\alpha$  entre ses bornes  $\alpha_{\min}$  et  $\alpha_{\max}$  est réalisé afin de tracer sur un même graphique la même caractéristique dynamique (AM/AM, AM/PM, PAE de l'amplificateur RF) en fonction du module de l'enveloppe complexe pour toutes les valeurs de  $\alpha$ . Ces différentes courbes sont ensuite lissées. Le critère du choix du profil de la loi de commande va être défini à partir du réseau de courbes d'un de ces graphiques, soit AM/AM linéaire, soit PAE constante ou bien PAE maximum.

#### II.4.2. Extraction de la loi de commande en configuration AM/AM constante

##### II.4.2.1. Principe d'extraction et application au circuit total (modulateur+PA RF)

Le principe d'extraction de la loi de commande dynamique avec le critère d'AM/AM linéaire est illustré sur la figure 3-25 (à gauche). Sur le réseau des courbes d'AM/AM, on trace une droite en pointillé qui indique les lieux d'AM/AM linéaire.

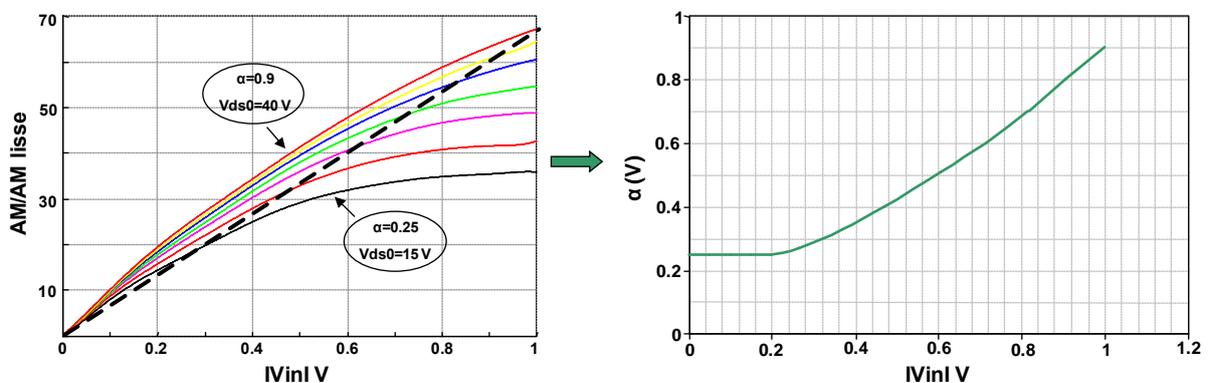


Figure 3-25 : Principe d'extraction de la loi de commande (critère AM/AM linéaire)

Le profil de la loi de commande  $\alpha = f^{\text{tion}}(|V_{in}|)$  obtenue ainsi est représenté à la droite de cette même figure. Elle est obtenue à partir des points d'intersection entre les courbes d'AM/AM paramétrées en tension  $\alpha$  et la droite d'AM/AM linéaire.

Avant de poursuivre et à titre d'information, nous avons voulu savoir si les caractéristiques dynamiques de l'amplificateur sont similaires aux caractéristiques statiques. Ces dernières sont obtenues en fixant la polarisation de drain et en variant de manière statique

l'amplitude du signal de la voie I du modulateur IQ (source de tension continue). La figure 3-26 représente une comparaison des différentes caractéristiques dynamiques et statiques de l'amplificateur RF pour une polarisation de drain notée  $V_{mod}$  sur le schéma de la figure 3.24 égale à 40V.

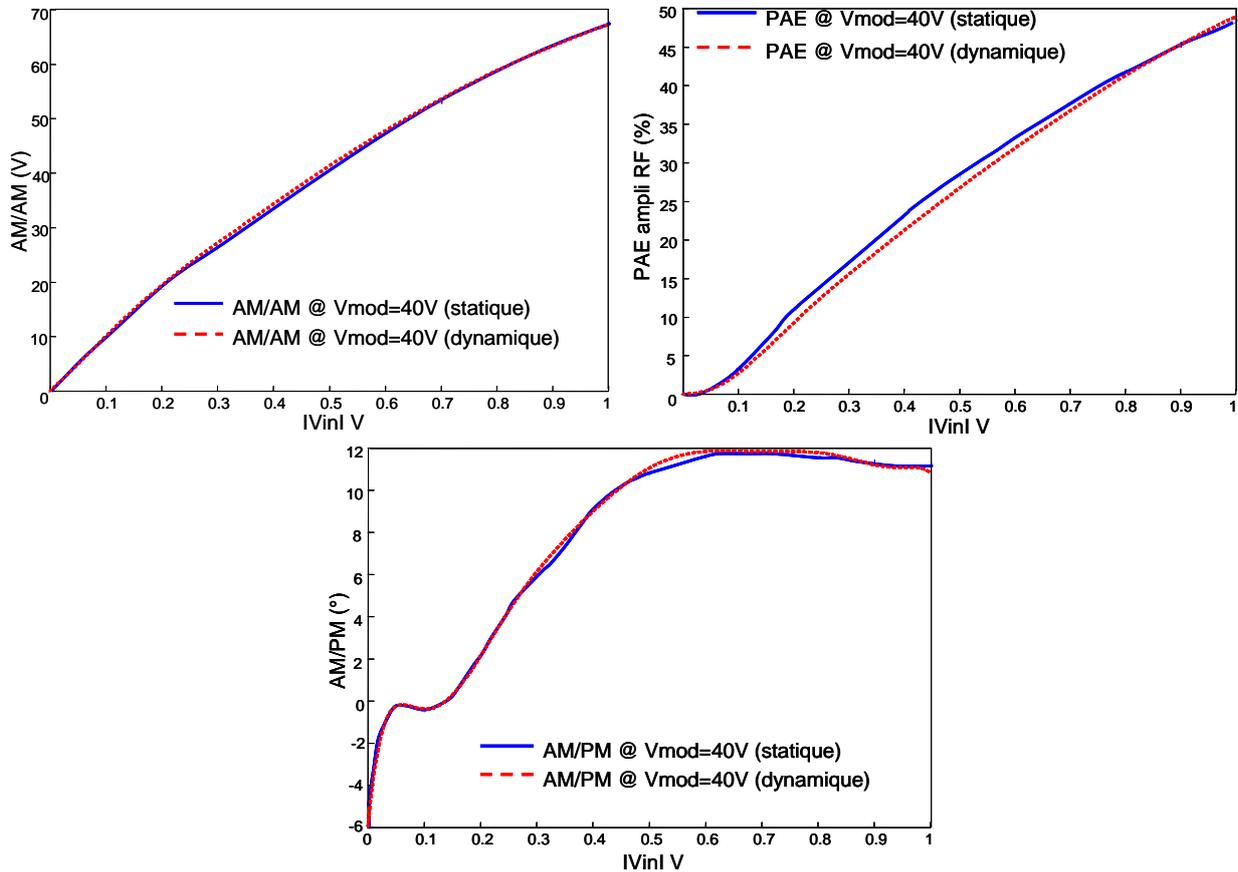


Figure 3-26 : Caractéristiques dynamiques et statiques du PA RF à  $V_{ds0}=40V$

Les caractéristiques dynamiques et statiques pour  $V_{mod}$  égal à 40V sont en bonne concordance. Il en est de même pour toutes les valeurs de polarisation de drain. Ceci nous amène à conclure que l'extraction de la loi de commande en dynamique s'avère correcte malgré la dynamique imposée par le modulateur.

L'étape suivante de l'étude est l'application de la loi de commande au circuit total c'est-à-dire le modulateur associé à l'amplificateur RF. Le schéma de simulation est le même que celui de la figure 3-24, sauf qu'à l'entrée du modulateur PWM, le module du signal de l'enveloppe complexe  $|V_{in}|$  intègre la loi de commande (figure 3-27).

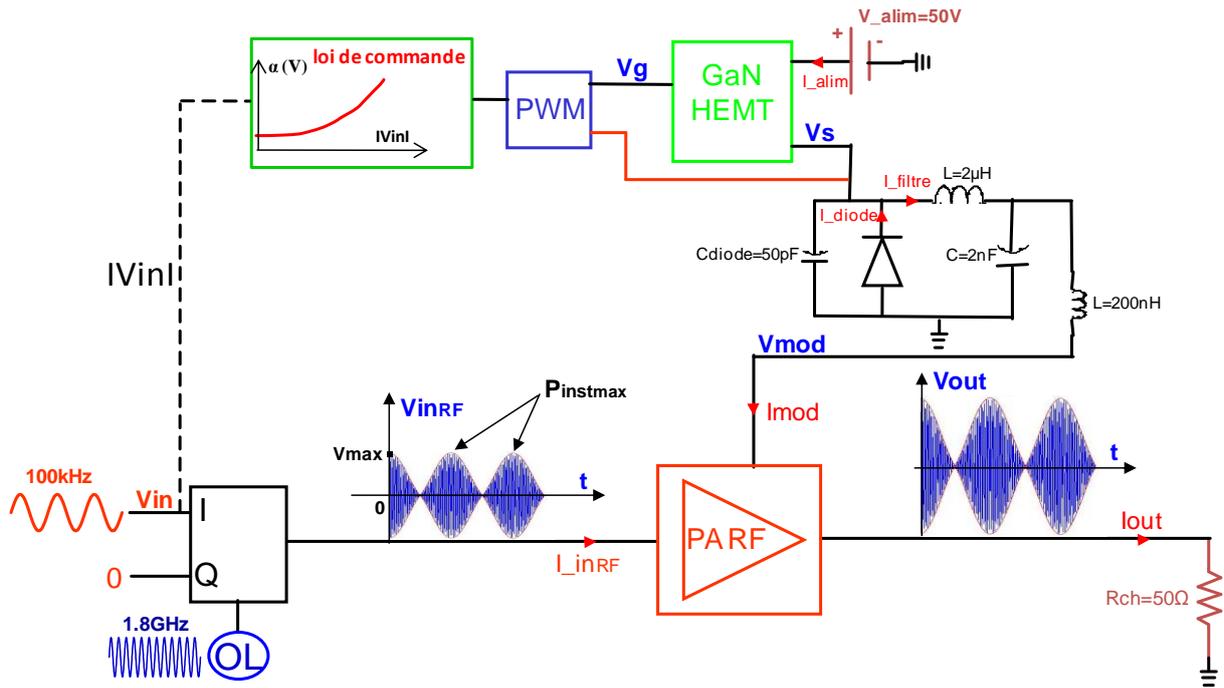


Figure 3-27 : Synoptique de l'application de la loi de commande au circuit global

La figure 3-28 représente les tracés des caractéristiques dynamiques du circuit total avec application de la loi de commande de polarisation (en noir). Ainsi, la comparaison entre le circuit à polarisation variable et polarisation fixe de 40V peut être faite. La caractéristique de transfert d'enveloppe totale entre l'accès de modulation (I/Q) et la sortie 50Ω (AM/AM) reste quasi-linéaire telle que les conditions l'ont imposée et une amélioration du rendement de plus de 10 points est obtenue en dépit d'une conversion de phase AM/PM significative de plus de 20 degrés.

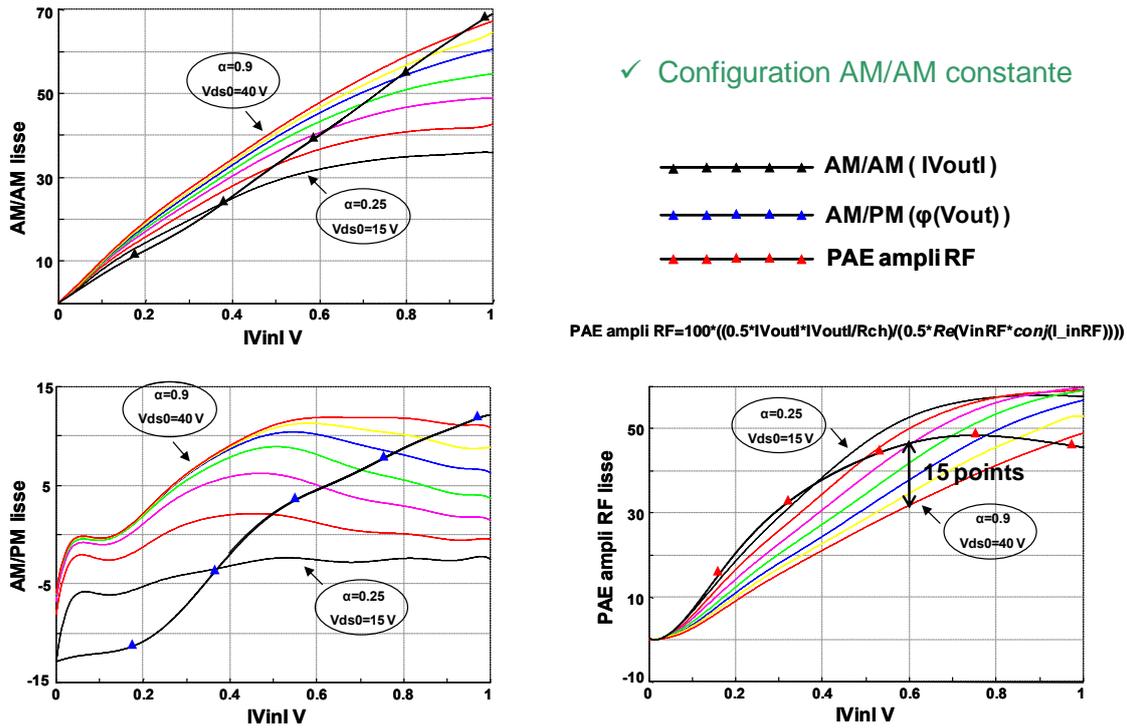


Figure 3-28 : Caractéristiques dynamiques du circuit global (configuration AM/AM linéaire)

La forme des tensions externes du circuit est représentée sur la figure 3-29. Nous pouvons constater un bon alignement temporel de toutes les courbes sur cette figure à la modulation de 100kHz.

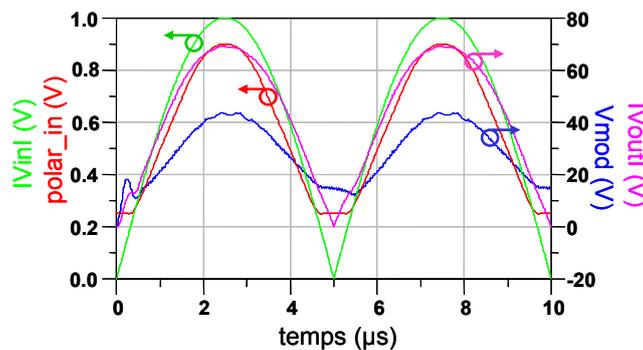


Figure 3-29 : Représentation temporelle des tensions (configuration AM/AM linéaire)

#### II.4.2.2. Comparaison linéarité et rendement entre polarisation variable et polarisation fixe

La figure 3-30 représente des comparaisons en terme de rendement et linéarité entre la polarisation variable et la polarisation fixe de 40V. Il est certain que cette technique apporte des améliorations des performances de l'amplificateur en terme de rendement de plus de 10

points. Sur un même graphique sont superposés les rendements moyens du modulateur, de l'amplificateur RF et du circuit global. Ces trois dernières courbes permettent de vérifier la relation selon laquelle le rendement global est le produit du rendement du modulateur de polarisation et du rendement de l'amplificateur RF. Ceci impose que pour que cette technique se révèle vraiment efficace, il faut assurer un rendement très élevé du modulateur. Plus il sera élevé et moins le rendement du circuit global sera dégradé.

$$PAEmoyen_{total} = PAEmoyen_{ampliRF} \cdot PAEmoyen_{modulateur} \quad Eq\ 3-2$$

$PAEmoy_{total} = PAEmoy_{ampliRF} \times PAEmoy_{modulateur}$

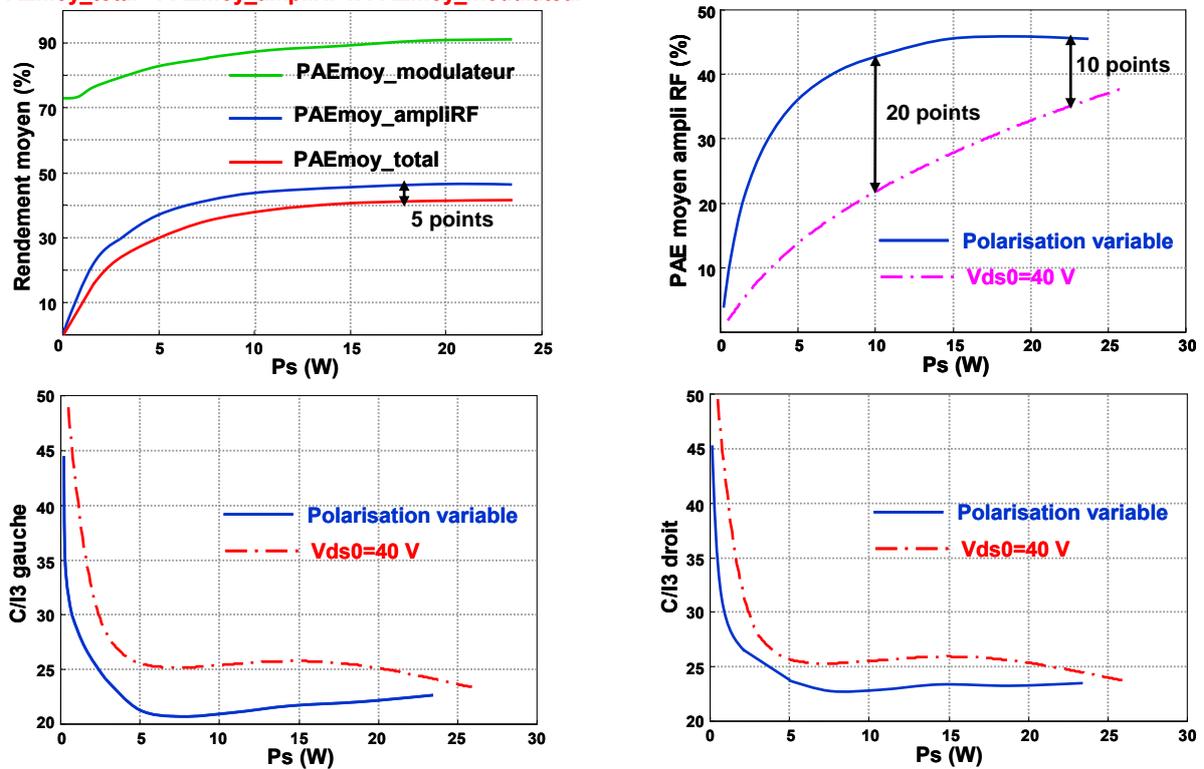


Figure 3-30 : Comparaisons rendement (en haut) et linéarité (en bas) entre polarisation variable et polarisation fixe 40V (configuration AMAM linéaire)

En revanche, qu'il s'agisse du C/I3 gauche ou C/I3 droit, la linéarité du système est dégradée pour une polarisation variable comparativement à une polarisation fixe de 40V. Cette dégradation de la linéarité est due à la grande variation de la caractéristique dynamique AM/PM pour une polarisation variable. Un inconvénient sur ce cas de simulation en technologie GaN de la technique de suivi d'enveloppe est donc mis en évidence : il s'agit de la dégradation de la linéarité de l'amplificateur RF. Cette dernière peut être améliorée avec la technique de pré-distorsion.

### II.4.3. Extraction de la loi de commande en configuration PAE maximum

Afin de gagner davantage en rendement, critère majoritairement assuré par l'application de la technique de suivi d'enveloppe, nous avons extrait la loi de commande le long de la courbe en trait pointillé comme illustré sur la figure 3-31. Cette courbe correspond aux lieux de rendement maximal.

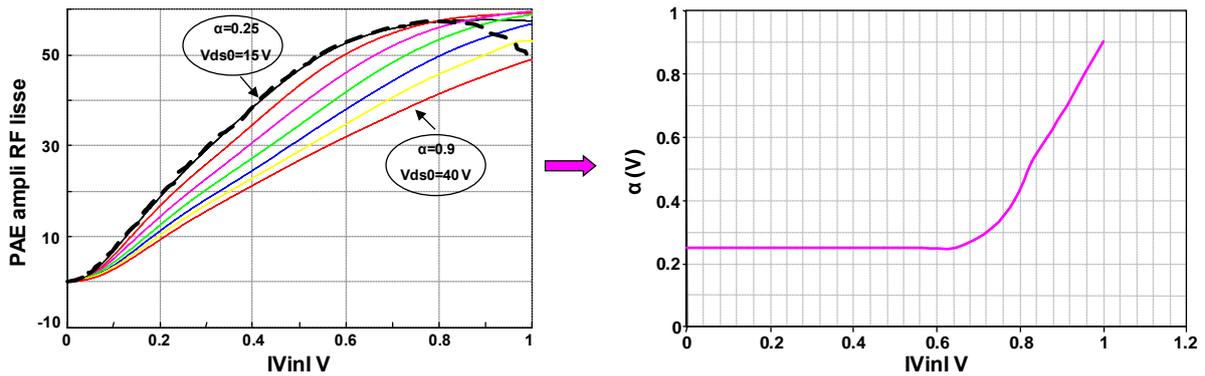


Figure 3-31: Principe d'extraction de la loi de commande (critère PAE maximum)

L'application de cette loi de commande sur le circuit total nous donne les résultats illustrés sur la figure 3-32.

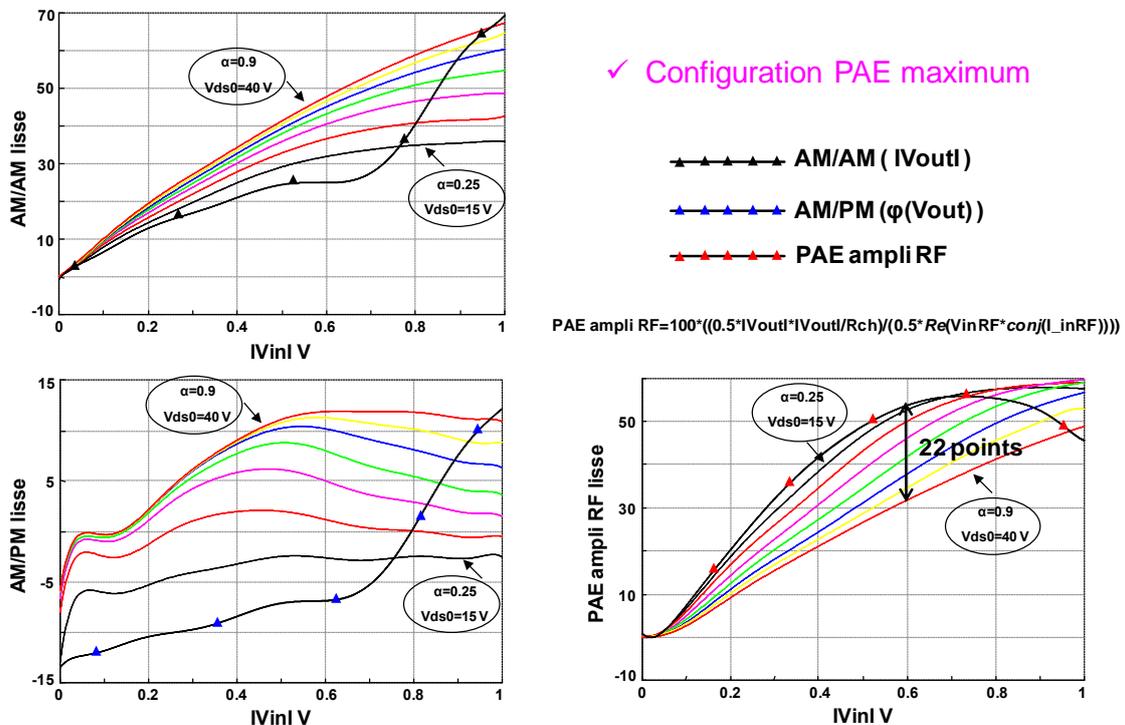


Figure 3-32: Caractéristiques dynamiques du circuit global (configuration PAE maximum)

Nous pouvons constater que le gain en rendement est assez élevé mais par contre l'allure de la caractéristique d'AM/AM est complètement déformée. Nous estimons que cette dernière n'est pas linéarisable et compte-tenu du non respect du compromis rendement/linéarité, nous n'étudierons pas ce cas de figure par la suite. La figure 3.33 indique toutefois que les différents signaux sont bien alignés temporellement.

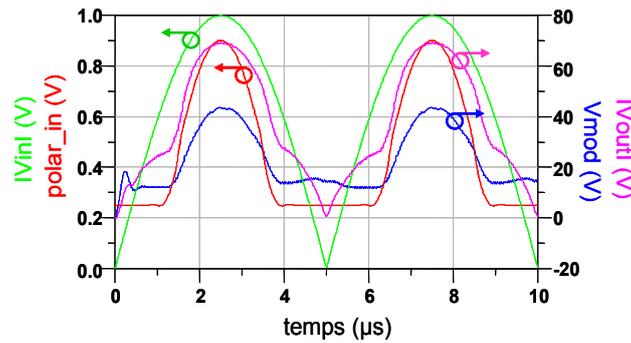


Figure 3-33: Représentation temporelle des tensions (configuration PAE maximum)

#### II.4.4. Extraction de la loi de commande en configuration PAE constante

##### II.4.4.1 Principe d'extraction et application au circuit total (modulateur+PA RF)

Dans ce cas, le critère d'extraction de la loi de commande consiste en l'obtention d'un rendement constant sur une gamme de puissance indiquée avec la courbe en pointillé sur la figure 3-34.

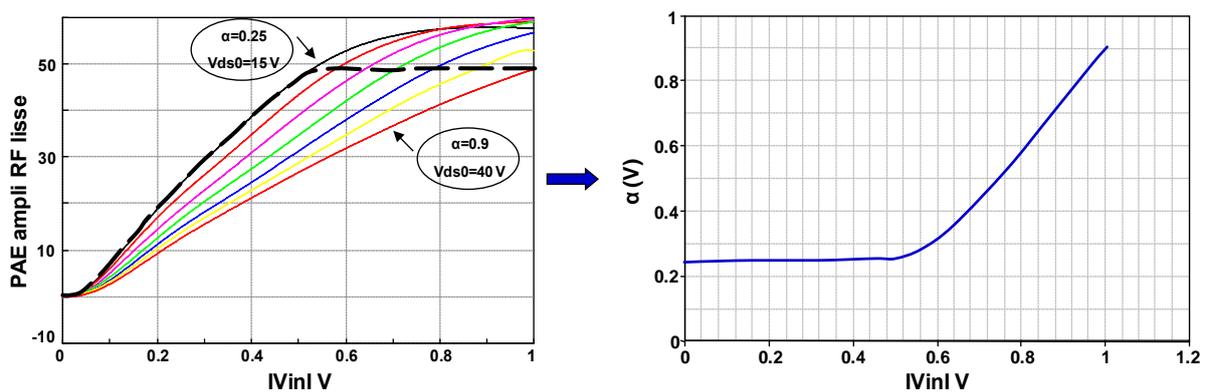


Figure 3-34: Principe d'extraction de la loi de commande (critère PAE constante)

Avec l'application de cette loi de commande, nous retrouvons la forme souhaitée de rendement en polarisation variable représentée sur la figure3-35. Pour ce profil de loi de

commande, nous obtenons plus de rendement comparativement au cas AM/AM linéaire et observons la dégradation de l'allure linéaire de la caractéristique AM/AM.

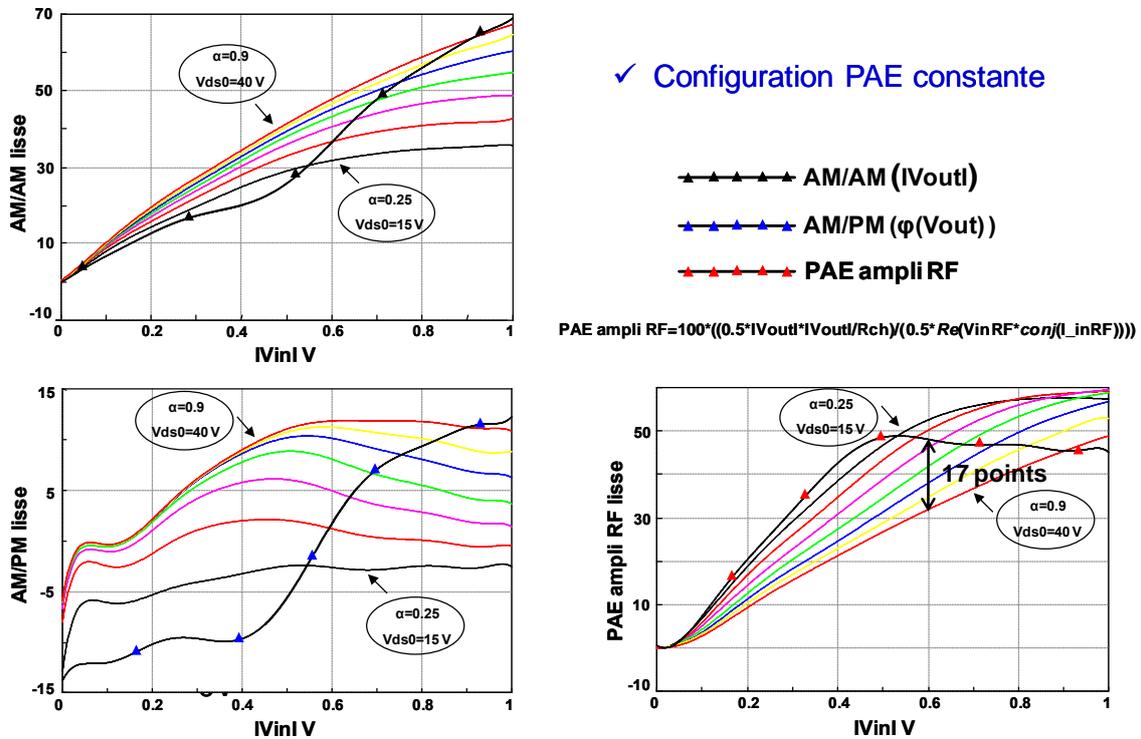


Figure 3-35: Caractéristiques dynamiques du circuit global (configuration PAE constante)

#### II.4.4.2. Comparaison linéarité et rendement entre polarisation variable et polarisation fixe

D'après la comparaison des caractéristiques entre la polarisation variable en configuration PAE constante et la polarisation fixe (figure 3-36), nous pouvons faire les mêmes constats que dans le cas précédent: une amélioration en rendement et une dégradation de la linéarité pour un fonctionnement à polarisation variable est observée comparativement au cas de la polarisation fixe 40V. Etant donné que la loi de commande en configuration PAE constante apporte plus de points en rendement comparativement au cas de celle en configuration AM/AM linéaire et compte-tenu de la probable possibilité de linéariser la caractéristique AM/AM, la solution consistant à utiliser une pré-distorsion numérique associée à la technique de suivi d'enveloppe a ensuite été étudiée.

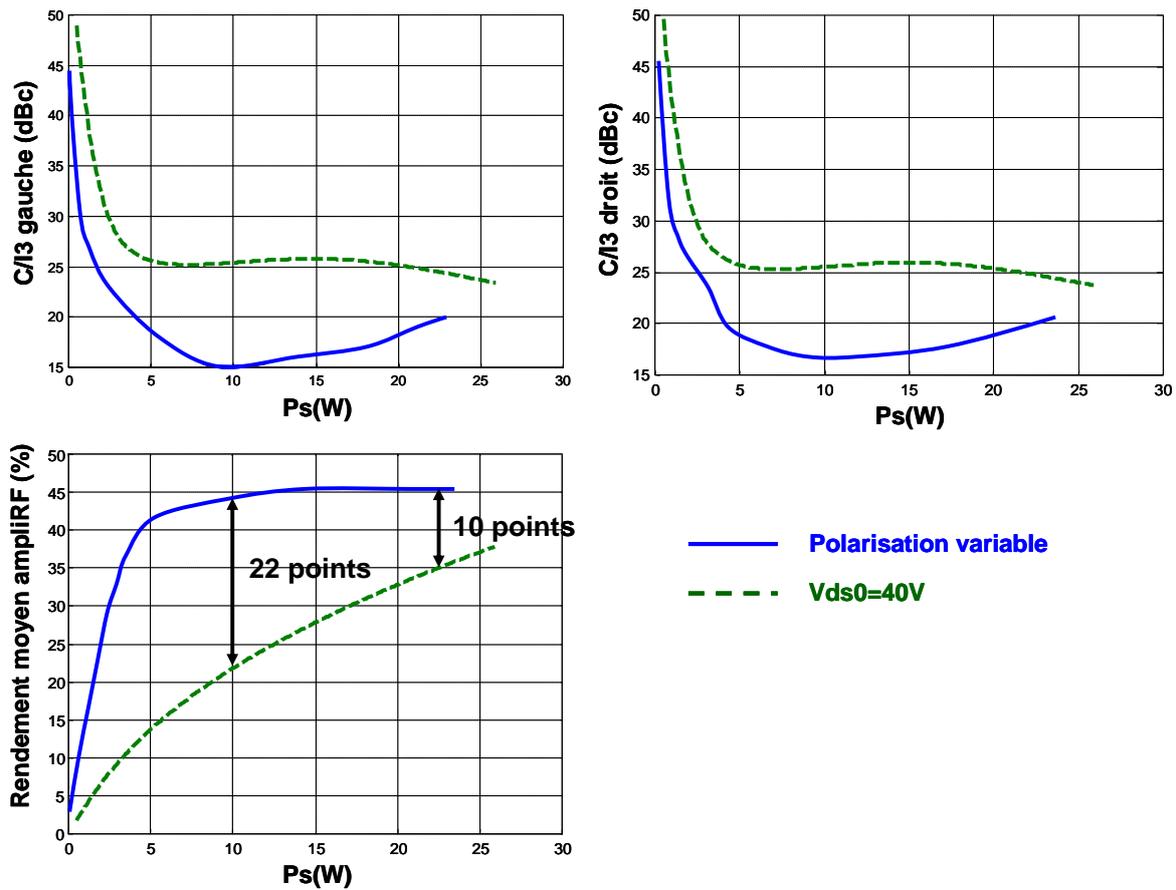


Figure 3-36 : Comparaisons linéarité (en haut) et rendement (en bas) entre polarisation variable et polarisation fixe 40V (configuration PAE constante)

#### II.4.5. Synthèse des différents cas d'extraction de la loi de commande

Dans les paragraphes précédents, plusieurs choix de critère d'extraction des lois de commande ont été réalisés et ont conduit à des lois de commande différentes. Ces dernières ont été appliquées à l'amplificateur fonctionnant en suivi d'enveloppe. Il a été démontré que pour chaque critère d'extraction, une amélioration sensible du rendement était observée comme l'indique la figure 3-37. En revanche, une dégradation de la linéarité du système plus ou moins accentuée en fonction du critère d'extraction est observée compte-tenu de la diminution de la caractéristique C/I3 comme nous l'avons vu précédemment.

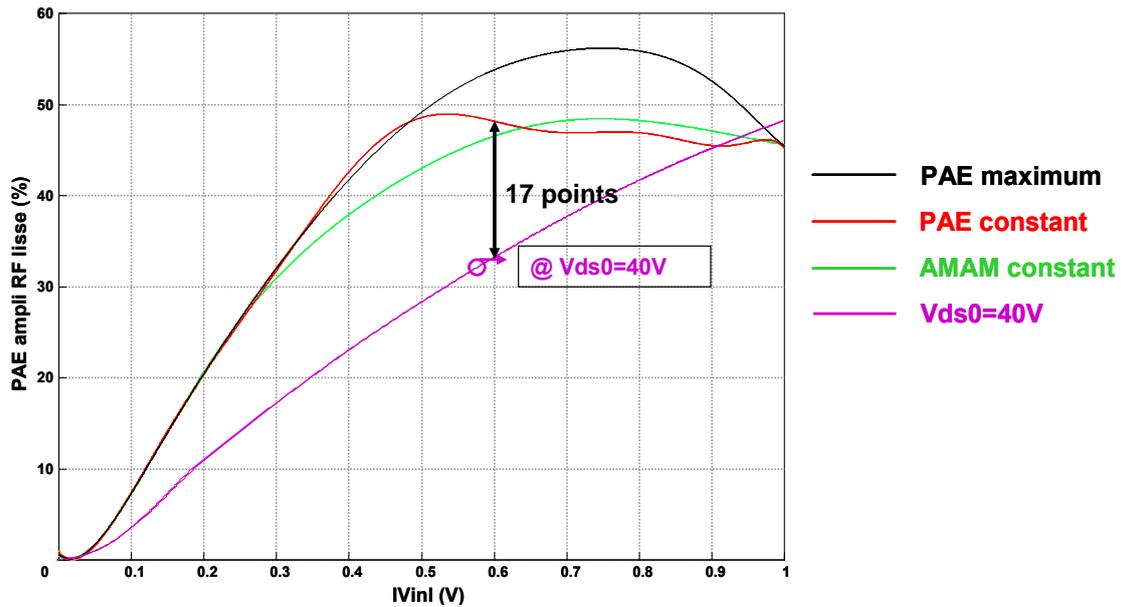


Figure 3-37: Forme du rendement pour différents profils de la loi de commande

Le cas du profil de la loi de commande à PAE maximum est difficilement linéarisable compte-tenu de la forme d'AM/AM. En revanche, le rendement à PAE constant est plus élevé que dans le cas du profil de la loi de commande à AM/AM linéaire. Etant donné qu'un système qui consomme moins d'énergie est plus intéressant, nous allons rester sur la configuration PAE constante. La déformation de la forme d'AM/AM sera rattrapée par la technique de pré-distorsion qui va permettre d'améliorer la linéarité du système c'est à dire améliorer la caractéristique C/I3.

Nous avons illustré sur la figure 3-38 (à gauche) l'allure des variations au cours du temps de la valeur de la résistance de charge du modulateur  $R_{ds0}$ . Les variations de  $R_{ds0}$  en fonction du module de l'enveloppe complexe sont montrées sur cette même figure (à droite).

Quel que soit le profil de la loi de commande de polarisation, la valeur moyenne de la résistance variable  $R_{ds0}$  se situe autour d'une valeur moyenne de l'ordre de  $25\Omega$ .

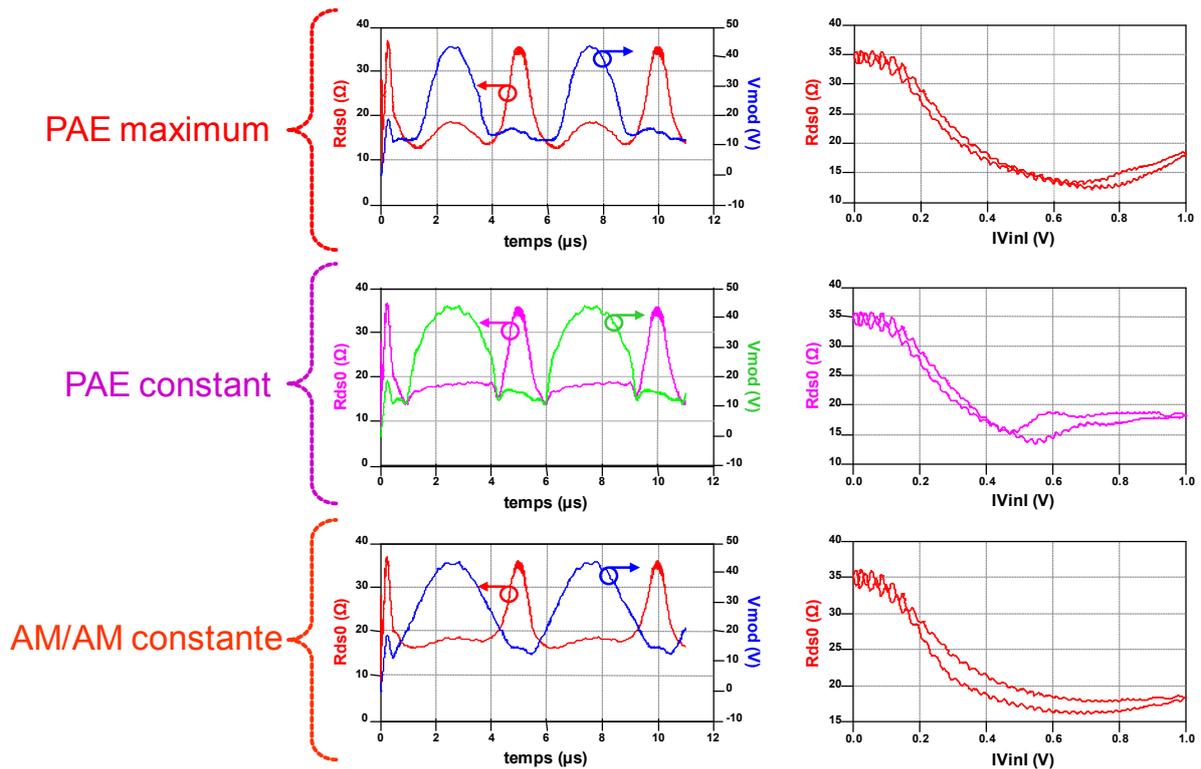
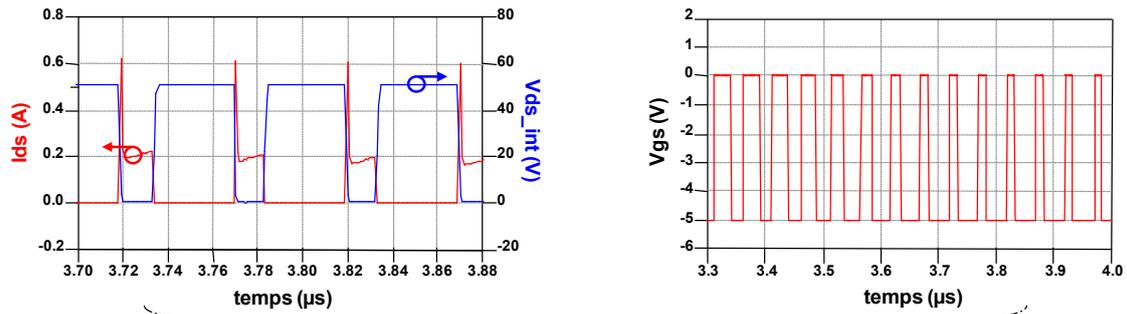


Figure 3-38: Forme de  $R_{ds0}$  selon le profil de la loi de commande

Dans le cas de cette modulation à 100kHz, quelques caractéristiques internes supplémentaires ont été tracées (figure 3-39). Le modulateur est piloté par une tension  $V_{gs}$  de commutation entre -5V et 0V. Son passage à 0V déclenche le transistor qui devient alors passant. La chute brutale de la tension intrinsèque  $V_{ds\_int}$  provoque l'apparition d'un pic sur le courant intrinsèque  $I_{ds}$  de la cellule élémentaire du modulateur. Les cycles de charge d'une cellule élémentaire du modulateur sont tracés pour trois niveaux de puissance correspondants à  $V_{in}=1V$ , 0.9V et 0.5V. Quel que soit le niveau de puissance, ces trois cycles de charge sont identiques et donc superposés (les trois couleurs ne sont pas visibles).

Nous avons représenté également sur cette figure, les cycles de charges d'une cellule élémentaire de l'amplificateur RF pour les mêmes niveaux de puissance que précédemment. L'effet de la loi de commande est observé, la diminution de la puissance est associée à la diminution de l'excursion du cycle de charge.



Caractéristiques modulateur

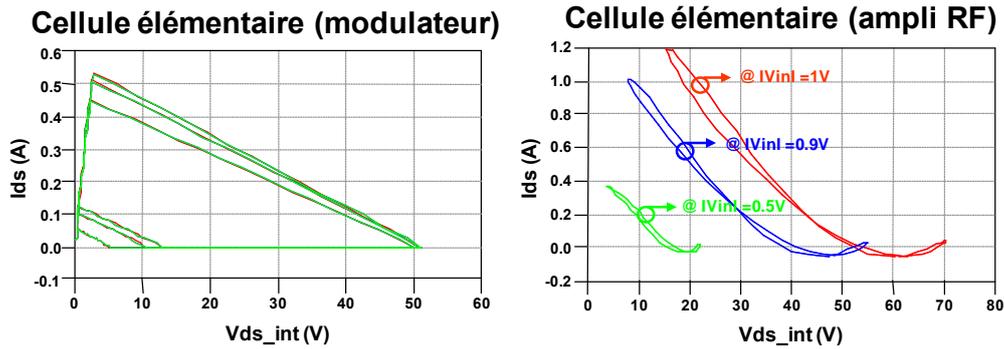


Figure 3-39: Caractéristiques internes du circuit global (modulateur et amplificateur RF)

## II.5. Application de la technique de pré-distorsion en configuration PAE constante

### II.5.1. Principe de la pré-distorsion appliquée

Une des techniques de linéarisation la plus utilisée dans les systèmes de télécommunications est la pré-distorsion. A partir d'une caractérisation de l'amplificateur de puissance qui est nécessaire au préalable, la pré-distorsion consiste ensuite à réaliser une compensation des non linéarités de l'amplificateur (figure 3-40). Cette dernière est obtenue en prenant la fonction inverse du gain complexe de l'amplificateur.

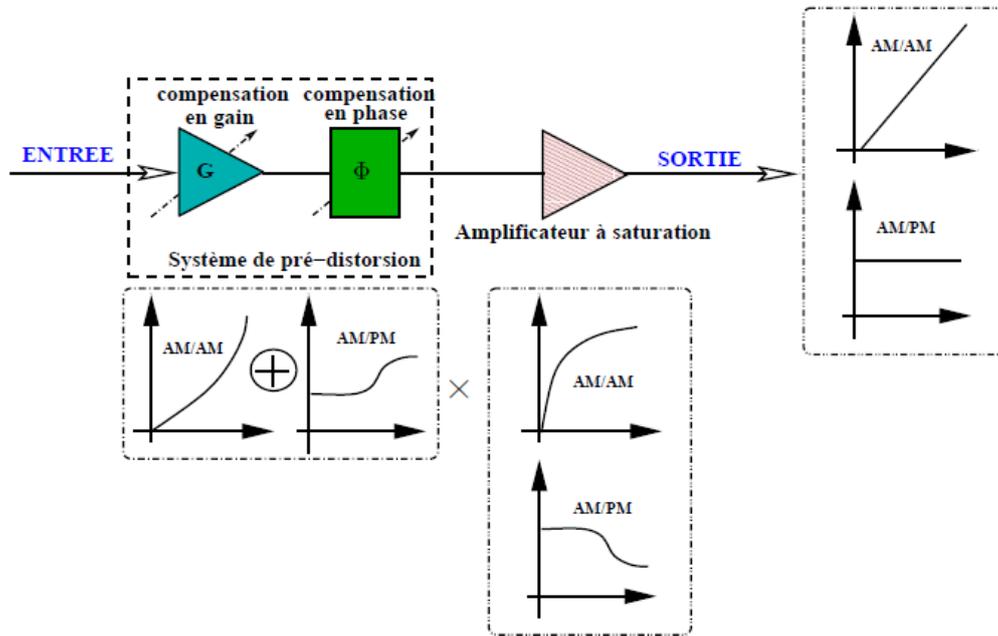


Figure 3-40: Principe de la technique de pré-distorsion

La pré-distorsion reste une technique très performante car elle donne des résultats intéressants pour satisfaire le compromis entre rendement et linéarité. Sa mise en œuvre se complexifie lors de la prise en compte des effets mémoires. Il existe deux types de pré-distorsion : analogique et numérique. La pré-distorsion analogique s'effectue directement avec des composants non linéaires sur le signal RF modulé. En revanche, dans le cas de la pré-distorsion numérique, la mise en forme des signaux s'effectue à partir des voies I-Q en bande de base avant la modulation de la porteuse. Nous avons appliqué la pré-distorsion numérique à l'amplificateur avec la commande de polarisation variable en configuration PAE constante afin d'améliorer sa linéarité.

### II.5.2. Résultats de l'application de pré-distorsion numérique pour une fréquence d'enveloppe de 100 KHz

La méthode de pré-distorsion numérique proposée est réalisée par différentes étapes successives. Dans un premier temps, la caractéristique AM/AM est normalisée par rapport à son maximum et à l'aide de la fonction de filtrage de Savitzky-Golay sous Matlab, le lissage de la courbe AM/AM est effectué. L'avantage de cette fonction de lissage est de préserver les maxima et les minima relatifs. Elle utilise une fenêtre glissante de largeur  $W_k$  de points régulièrement espacés et centrée sur  $k$  pour déterminer la valeur lissée pour chaque point. On peut se référer à [3.13] qui traite la linéarisation d'amplificateur à l'aide de cette méthode de

filtrage pour la pré-distorsion. La permutation des axes de la courbe d'AM/AM lissée permet d'obtenir la fonction d'AM/AM inverse illustrée à gauche de la figure 3-41. La caractéristique AM/PM a été lissée à l'aide de la même fonction de lissage sans être normalisée au préalable. Ensuite, sa fonction réciproque représentée à droite de cette même figure, a été trouvée.

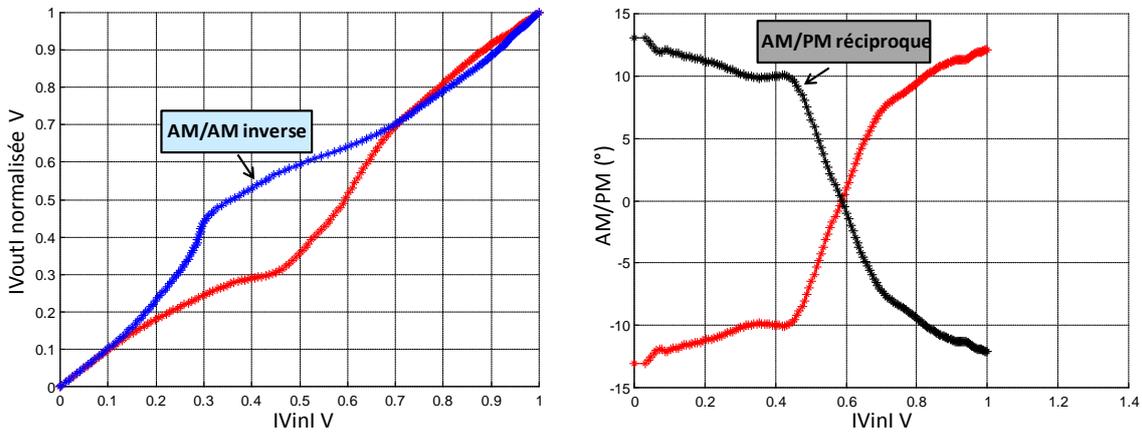


Figure 3-41: Allure de la fonction AM/AM inverse (à gauche) et AM/PM (à droite) pour la pré-distorsion numérique

Ces deux caractéristiques, AM/AM inverse et AM/PM réciproque, vont servir pour la génération des signaux I et Q pré-distordus. Le synoptique de la procédure de pré-distorsion des signaux est illustré sur la figure 3-42. Les signaux I/Q sont traités sur deux voies différentes servant respectivement pour la pré-distorsion en module et en phase.

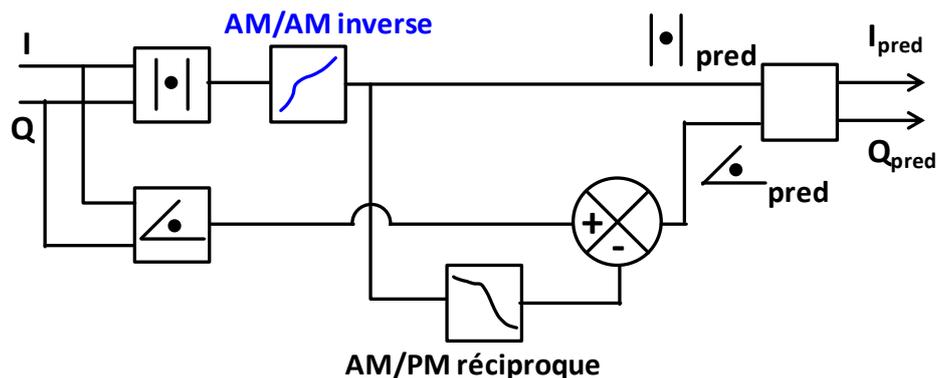


Figure 3-42: Synoptique de la procédure de pré-distorsion

Le module du signal en bande de base vient indexer l'AM/AM inverse et à l'aide d'une interpolation par spline cubique, on extrait le module du signal pré-distordu. Le module du signal pré-distordu vient ensuite indexer l'AM/PM réciproque, pour donner à l'aide d'une interpolation par spline cubique une phase qui est retranchée à la phase du signal en bande de

base pour donner la phase du signal pré-distordu. Une transformation polaire cartésienne est ensuite faite pour obtenir les coordonnées bande de base  $I_{Pred}$  et  $Q_{Pred}$  du signal pré-distordu. Ces derniers sont ensuite appliqués au niveau du modulateur IQ de notre circuit global (modulateur de polarisation + amplificateur RF). Il en résulte une caractéristique d'AM/AM linéaire en sortie et une phase (caractéristique d'AM/PM) nulle en sortie (figure 3-43) pour une pré-distorsion numérique (notée DPD par la suite) appliquée simultanément au principe de suivi d'enveloppe.

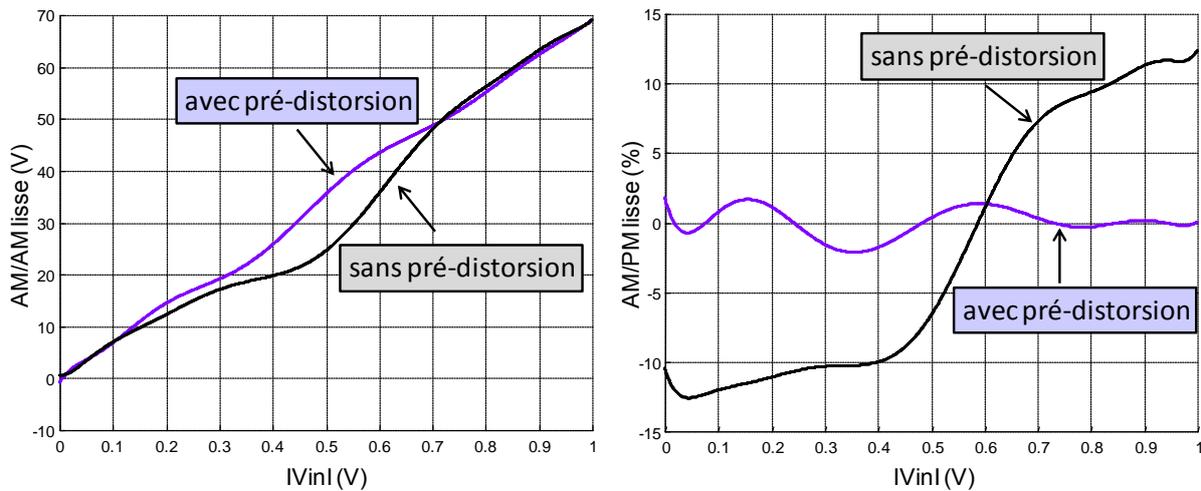


Figure 3-43: Représentation de l'AM/AM dynamique (à gauche) et de l'AM/PM dynamique (à droite) : avec et sans pré-distorsion

A l'issue de l'application de la pré-distorsion numérique, comme l'illustre la figure 3-44 (à droite), la linéarité du système est nettement améliorée par rapport au cas sans pré-distorsion, mais une meilleure linéarité est également observée en polarisation variable comparativement à un fonctionnement à polarisation fixe de 40V. Cette amélioration en linéarité est associée à une légère dégradation du rendement en polarisation variable, de l'ordre de 5 points, représentée sur la figure 3-44 (à gauche).

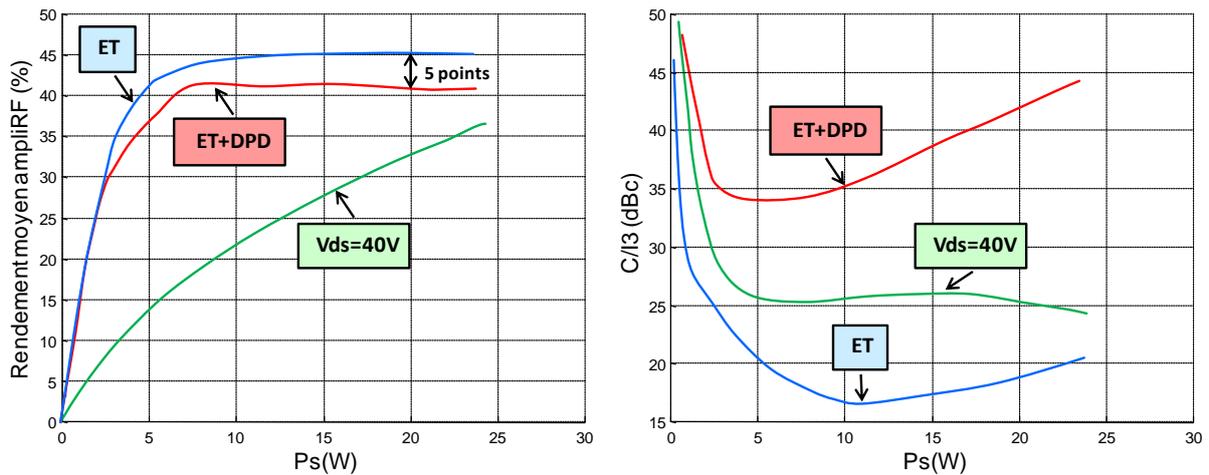


Figure 3-44: Performances en terme de rendement (à gauche) et linéarité (à droite) en appliquant le principe de la pré-distorsion numérique

### II.5.3. Augmentation de la bande passante du modulateur

Le challenge actuel dans les applications des stations de base réside non seulement dans la diminution de la consommation des circuits actifs mais également dans la recherche de bande passante des modulateurs de plus en plus large. A notre connaissance, ce problème n'est pas résolu et les différentes publications proposent des solutions ayant une bande passante de l'ordre de quelques MHz. Pour obtenir une bande passante B, il faut au moins que les transistors commutent à une fréquence supérieure à 10 fois supérieure à cette valeur B. La difficulté principale est de trouver des composants de fortes puissances commutant à des fréquences supérieures à 50MHz. De plus, l'augmentation de la fréquence de découpage fait chuter le rendement du modulateur d'une part et donc du système au final.

#### II.5.3.1. Modulation à 1MHz en configuration PAE constante

Une problématique qui apparaît lors d'une augmentation de la bande passante du modulateur est présentée sur la figure 3-45. L'augmentation de la fréquence de modulation désynchronise la tension de polarisation  $V_{mod}$  de la tension d'entrée de l'amplificateur  $V_{inRF}$ . Par conséquent, nous pouvons constater le désalignement temporel entre la tension de sortie  $V_{out}$  et tension d'entrée bande de base  $V_{in}$ . Cela cause l'ouverture de la caractéristique d'AM/AM mais également la chute du rendement moyen de l'amplificateur à 34% pour ce fonctionnement à une modulation de 1MHz avec un découpage de 20MHz.

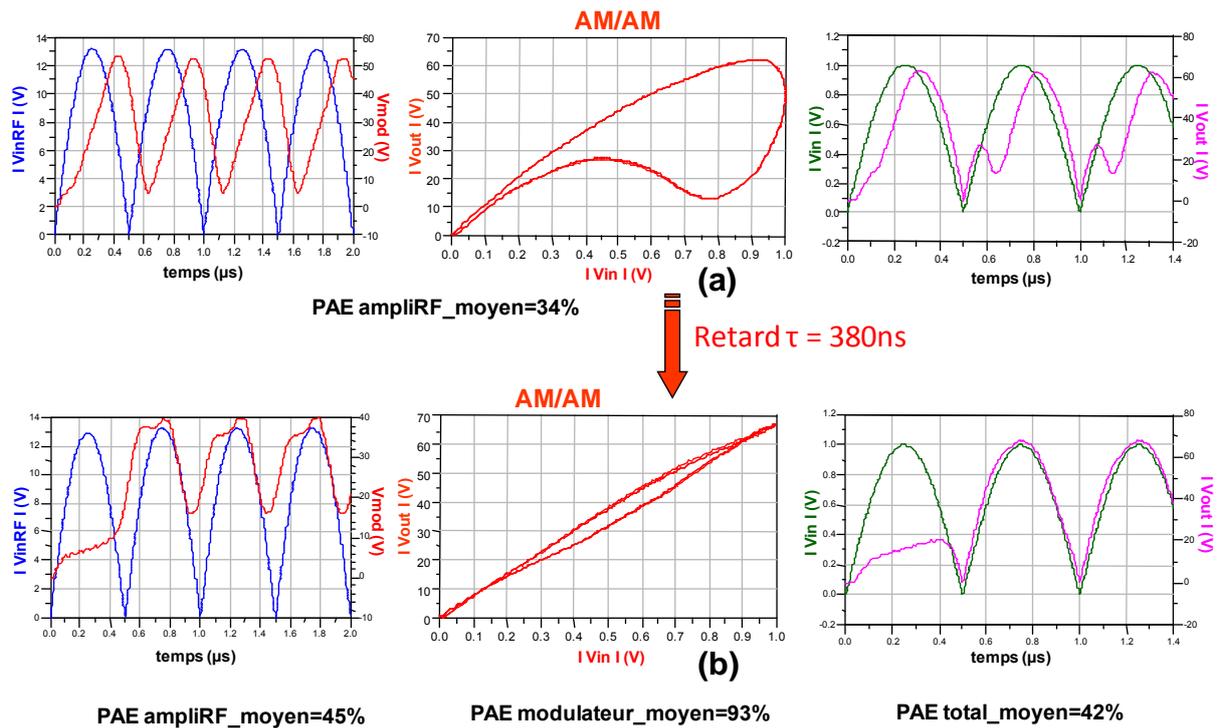


Figure 3-45: Forme des tensions pour une modulation de 1MHz et échantillonnage de 20MHz ((a) : avant alignement temporel et (b) : après alignement temporel)

La solution pour remédier à ce problème demeure l'introduction d'un retard  $\tau$  à l'entrée du modulateur afin de procéder au meilleur alignement temporel possible entre le signal de polarisation  $V_{mod}$  et le signal d'entrée de l'amplificateur  $V_{inRF}$ . Il a été également nécessaire de régler le coefficient de gain et de rajouter également un décalage DC afin d'obtenir la plage de variation de polarisation souhaitée pour la tension  $V_{mod}$  (de 16V à 40V). Tous ces réglages conduisent alors à l'alignement de la tension de sortie  $V_{out}$  avec l'enveloppe complexe  $V_{in}$  et par conséquent la caractéristique d'AMAM se referme afin d'être la plus linéaire possible. De plus, le rendement moyen de l'amplificateur est amélioré.

### II.5.3.2. Modulation à 5MHz en configuration PAE constante

Les mêmes constatations que dans le cas d'une modulation à 1MHz sont observées pour une modulation à 5MHz avec une fréquence de découpage de 100MHz (figure 3-46).

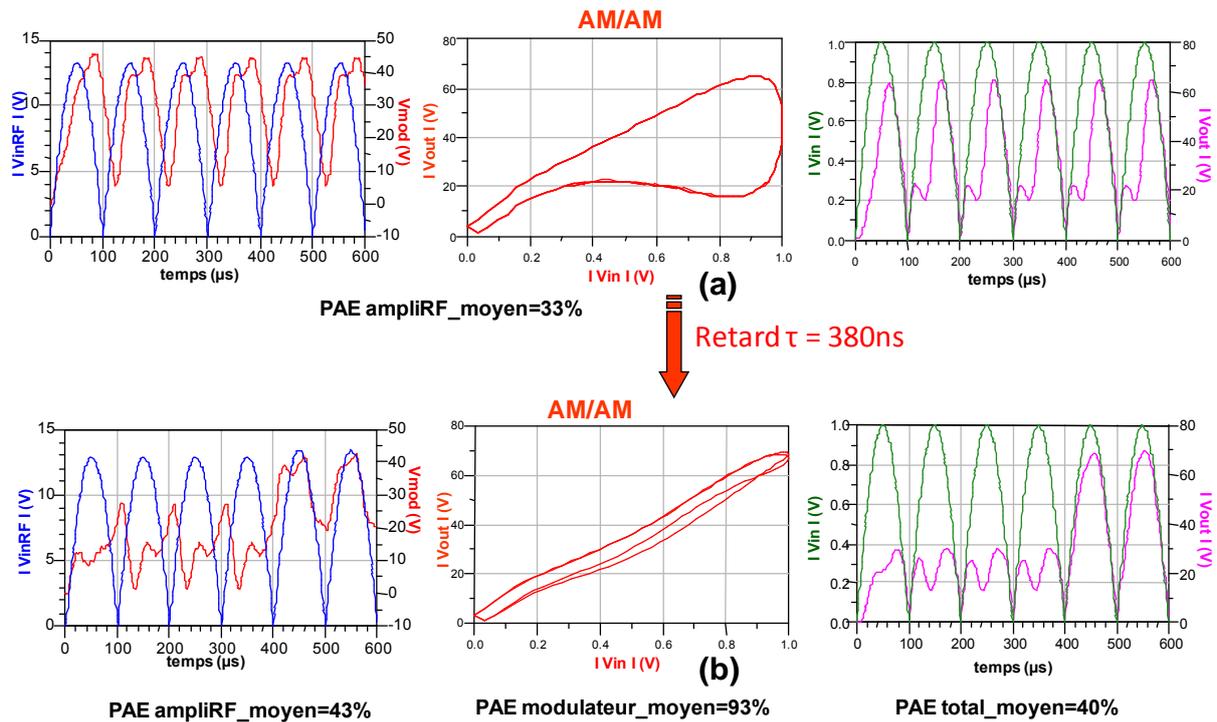


Figure 3-46: Forme des tensions pour une modulation de 5MHz et échantillonnage de 100MHz ((a) : avant alignement temporel et (b) : après alignement temporel)

### III. Gestion dynamique de polarisation d'un amplificateur GaN 40W en vue d'une comparaison des tendances avec des mesures

#### III.1. Description de l'amplificateur 40W développé par l'entreprise UMS

Nous avons présenté dans le paragraphe II de ce chapitre les tendances des simulations d'un amplificateur GaN « idéal » avec polarisation variable issue d'un modulateur intégrant également des transistors en technologie nitrure de gallium. Dans le cadre de cette thèse, aucun modulateur satisfaisant aux performances vitesse, rendement et bande passante n'était disponible commercialement. Effectivement, ce type de modulateur est extrêmement complexe à réaliser dès lors que le cahier de charges associé devient très contraignant.

La validation expérimentale directe de cette étude et des résultats de simulation par des mesures n'a donc pas pu être réalisée. Toutefois, l'analyse des tendances et des points soulevés par nos résultats de simulations donnent une estimation des prédictions

d'améliorations en rendement grâce au principe de suivi d'enveloppe et montrent qu'une pré-distorsion est nécessaire afin d'améliorer la linéarité du système.

Néanmoins, afin d'avoir des résultats plus concrets et qui reflètent la réalité, dans ce paragraphe III du troisième chapitre, nous proposons d'appliquer notre méthodologie d'étude à un amplificateur de puissance 40 W en bande S conçu par la société UMS. Cette dernière nous a mis à disposition un démonstrateur réel de cet amplificateur d'une part ainsi que les fichiers de conception issus d'ADS. Une comparaison entre simulations et mesures a donc pu être réalisée. Cette dernière a été faite suivant deux approches différentes. D'une part les travaux de mesures et de simulations se sont déroulés de manière indépendante. Les réglages de l'amplificateur en simulations CW ont été effectués avec l'objectif d'avoir la meilleure concordance entre les résultats de simulations et de mesures. Ainsi, pour une loi de commande extraite sur un point de compression différent entre simulations et mesures, les résultats de simulations en biton ont pu être comparés à ceux issus des mesures. D'autre part, afin d'être dans les mêmes conditions de travail concernant l'application de la commande de polarisation de drain entre simulations et mesures, nous avons utilisé les fichiers des signaux (à l'entrée de l'amplificateur et au niveau de la polarisation de drain) issus des mesures effectuées par Mohamad SAAD EL DINE qui ont été lu sous le logiciel ADS lors des simulations. Ainsi la comparaison des différentes caractéristiques entre simulations et mesures a été effectuée.

### III.1.1. Présentation du modèle de l'amplificateur GaN 40W d'UMS

Il s'agit d'un modèle représentant la mise en parallèle de six cellules du modèle non-linéaire de transistor de développement de grille 2mm GaN d'UMS auquel nous n'avons pas accès. La figure 3-47 illustre cet amplificateur avec ses circuits d'adaptation et de polarisation d'entrée et de sortie. La fréquence de travail est de 2.9 GHz.

Le schéma descriptif de cet amplificateur avec ses circuits d'adaptation d'entrée (E) et de sortie (S) est représenté sur la figure 3-48. Ces derniers sont composés de tronçons de lignes, d'éléments localisés ainsi que de lignes modélisées sous le logiciel Momentum. Leur représentation symbolique est illustrée sur la figure 3-49.

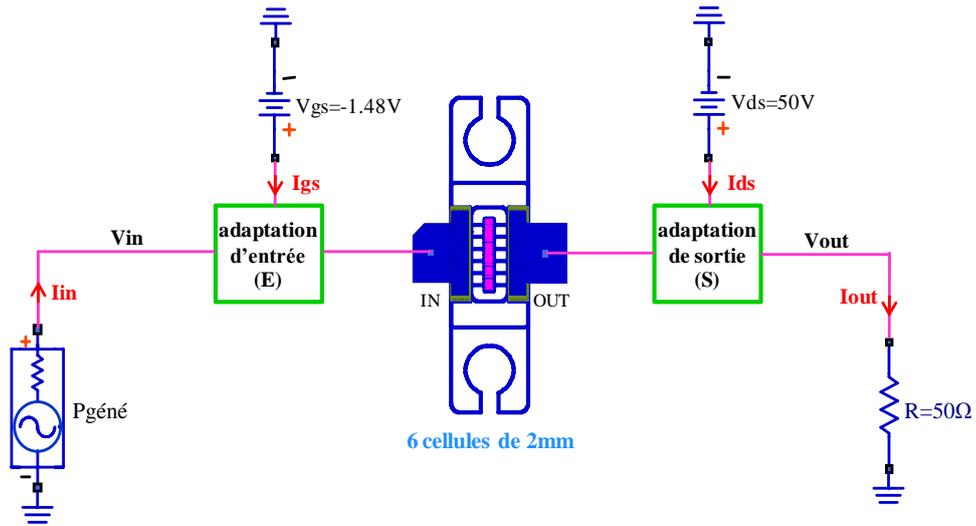


Figure 3-47 : Schéma de l'amplificateur simulé

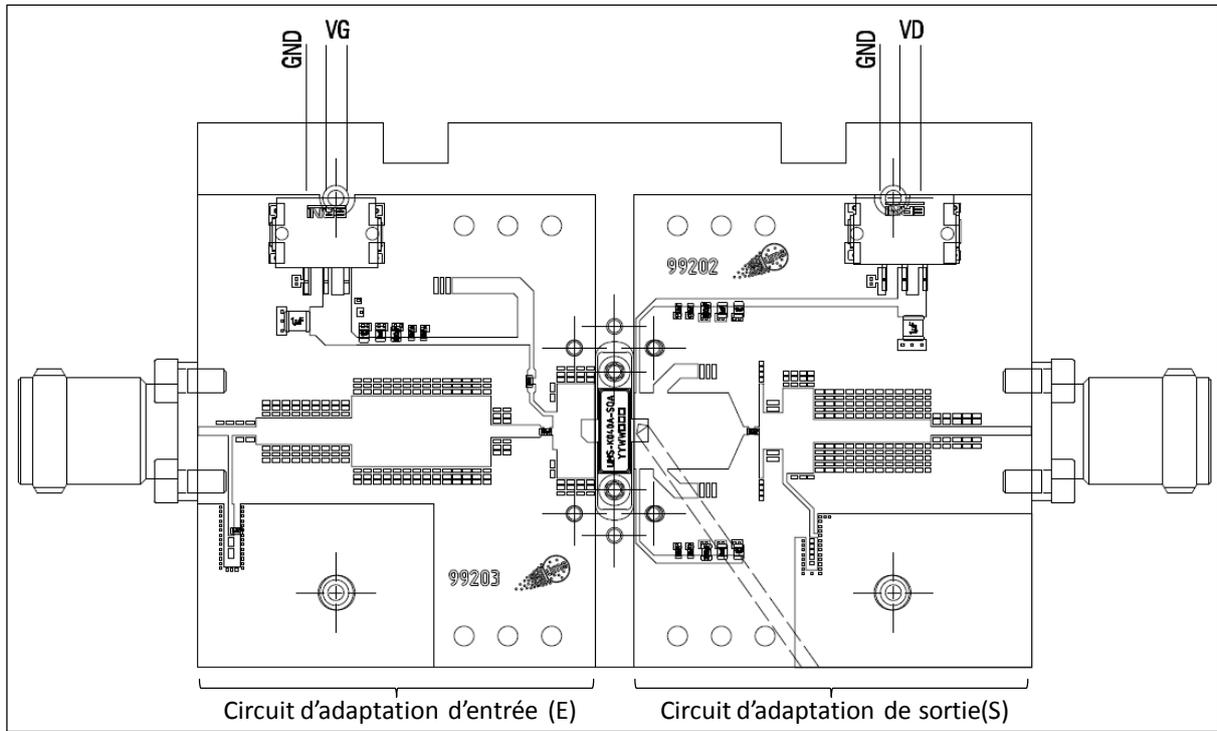


Figure 3-48 : Schéma de l'amplificateur GaN 40W-UMS

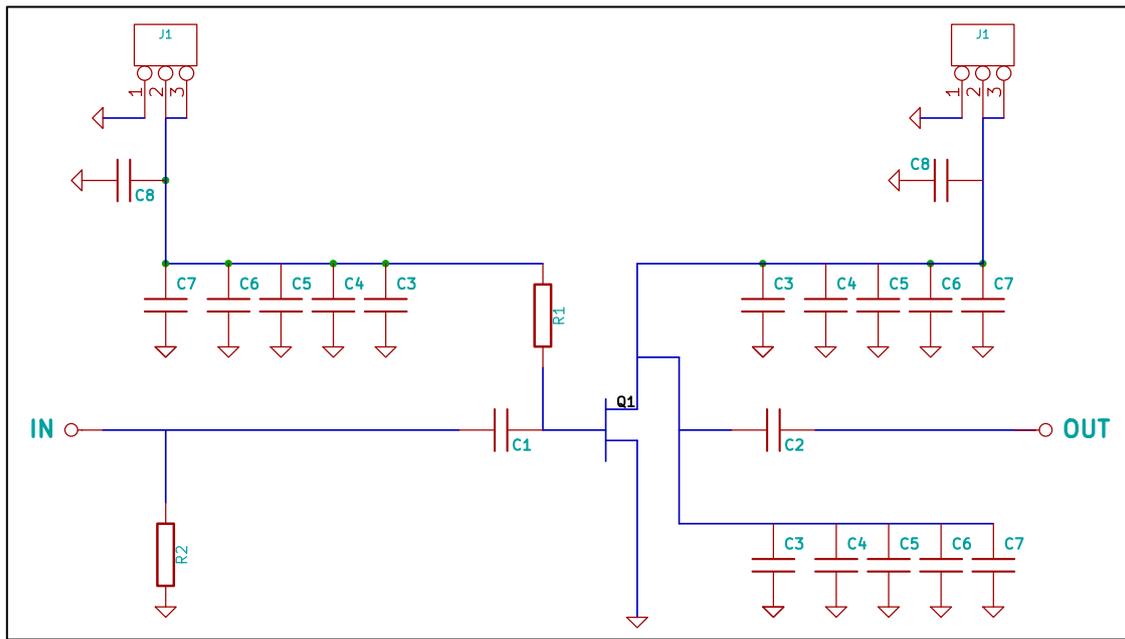


Figure 3-49 : Schéma symbolique de l'amplificateur GaN 40W-UMS

### III.1.2. Réseau I/V de l'amplificateur

L'amplificateur a été simulé en DC afin d'obtenir le réseau I/V. Celui-ci est représenté sur la figure (3-50). Le réseau  $I_{ds}$  fonction de  $V_{gs}$  est obtenu avec un balayage de la tension  $V_{ds}$  de 10V à 70V par pas de 20V. La tension de pincement  $V_p$  se situe aux alentours de -2V. Dans le cas du réseau  $I_{ds}$  fonction de  $V_{ds}$ , le maximum de la tension  $V_{gs}$  vaut +1V, le balayage de cette dernière s'effectue par pas de 0.5V et la limite supérieure de la zone ohmique est entre 6 et 8V.

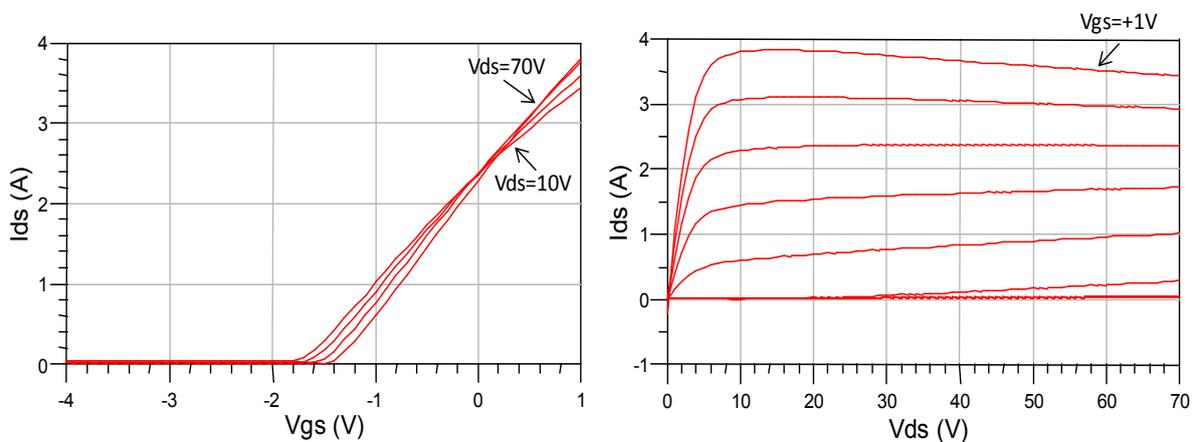


Figure 3-50 : Réseau I/V de l'amplificateur

### III.1.3. Paramètres S de l'amplificateur

La figure 3-51 représente les paramètres S simulés de l'amplificateur dans la bande [0.2GHz-8GHz] pour  $V_{ds}=50V$  et  $V_{gs}=-1.48V$ . Nous pouvons constater qu'il y a une bonne adaptation d'entrée et de sortie car les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie valent respectivement  $S_{11}=-4.6dB$  et  $S_{22}=-9dB$  à la fréquence de travail de 2.9GHz.

Le facteur de stabilité  $k$  étant supérieur à 1, l'amplificateur est stable.

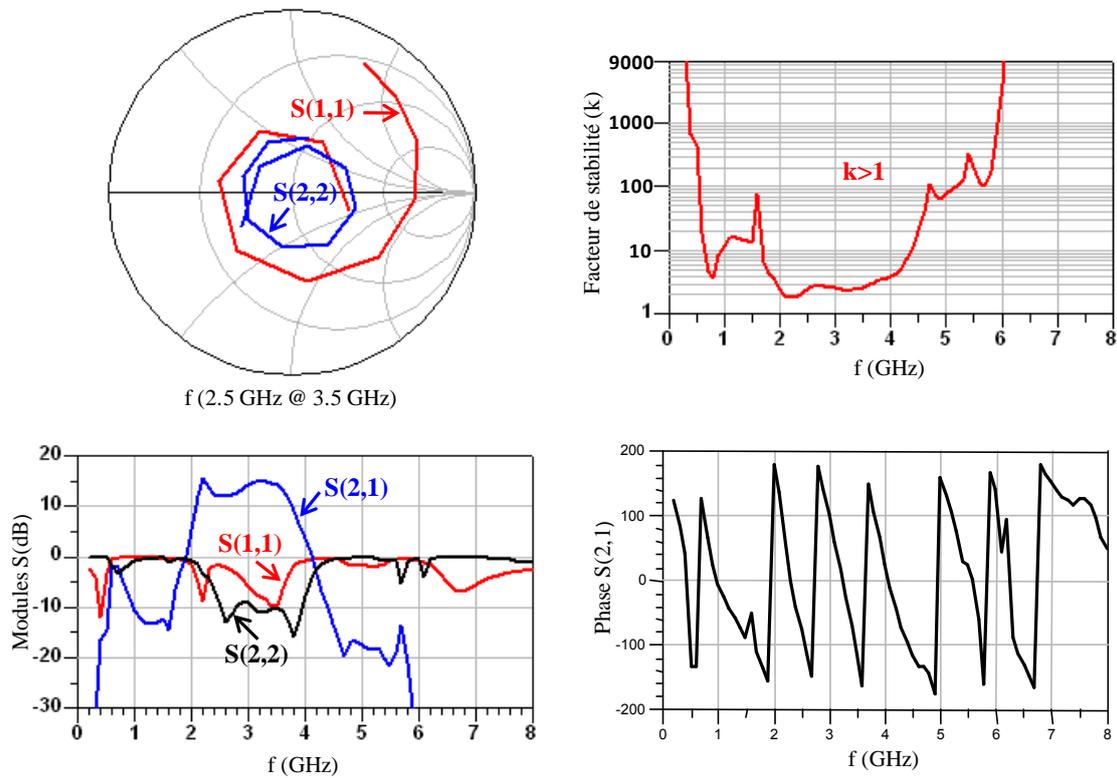


Figure 3-51 : Paramètres S et facteur de stabilité ( $k$ ) de l'amplificateur

### III.1.4. Caractérisations CW de l'amplificateur

Des simulations de l'amplificateur de la figure 3-47 en mode CW sont effectuées par la technique d'équilibrage harmonique pour plusieurs tensions de polarisation de drain afin de déterminer le profil de la loi de commande de polarisation visant un fonctionnement linéaire et à haut rendement. Afin d'avoir la meilleure concordance simulations-mesures en mode CW, la tension de polarisation  $V_{gs}$  a été ajustée également et par conséquent en simulations elle vaut  $V_{gs}=-1.48V$ .

i) Résultats de simulations en mode CW et profil de loi de commande de polarisation

Nous présentons dans ce paragraphe des courbes de puissance de sortie, rendement en puissance ajoutée, AM/PM et courant de drain moyen  $I_{ds0}$  en fonction de la puissance disponible du générateur  $P_{géné}$ , simulées en mode CW à la fréquence centrale de 2.9 GHz pour plusieurs tensions de polarisation de drain.

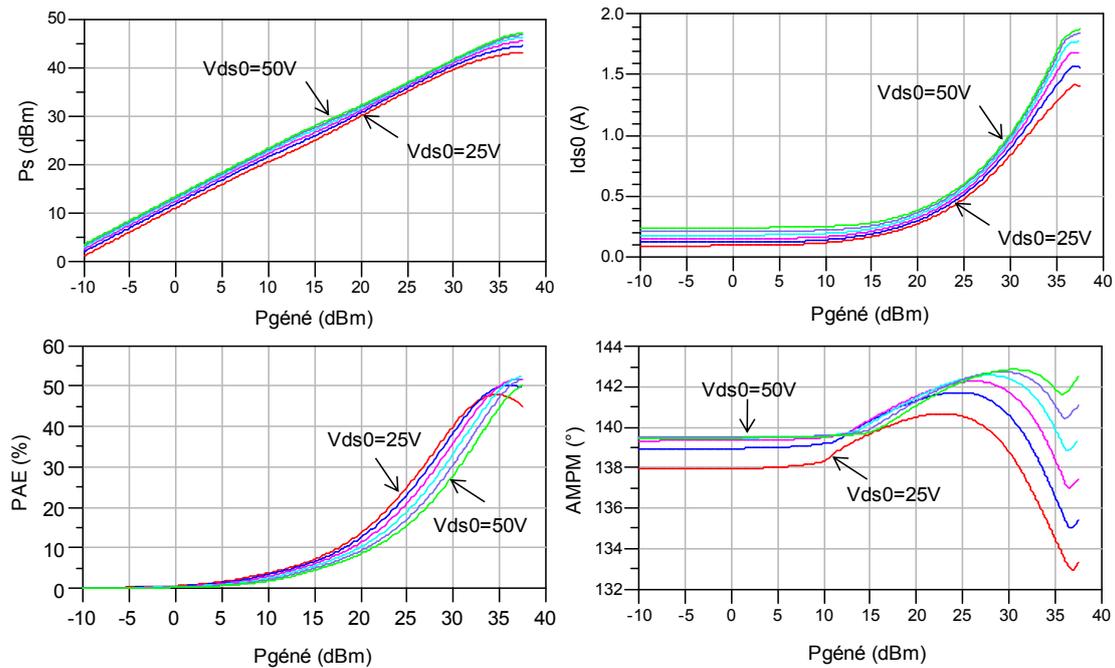


Figure 3-52: Caractéristiques en puissance en mode CW pour  $25V \leq V_{ds0} \leq 50V$  par pas de 5V

Dans la plage de puissance d'entrée simulée (figure 3-52) et pour une polarisation de 50V, l'amplificateur délivre 50W de puissance de sortie maximale et un rendement en puissance ajoutée de l'ordre de 50%. La valeur du courant de repos  $I_{ds0}$  à bas niveau vaut 238mA et la caractéristique d'AM/PM présente un écart variant de  $2^\circ$  à  $12^\circ$  entre les extrema de variations de  $V_{ds0}$  suivant le niveau de puissance  $P_{géné}$ .

Le principe de la recherche du profil de la loi de commande de polarisation reste le même que celui vu précédemment dans la partie II de ce chapitre. Des courbes de gain en puissance pour plusieurs tensions de polarisation sont présentées sur la figure 3-53. Cette figure illustre également la droite horizontale en trait pointillé du gain constant visé de l'ordre de 11dB et le profil de la loi de commande de  $V_{ds0}$  correspondant en fonction de la puissance disponible du générateur obtenue à partir des points d'intersection entre cette droite et les courbes de gain paramétrées en  $V_{ds0}$ .

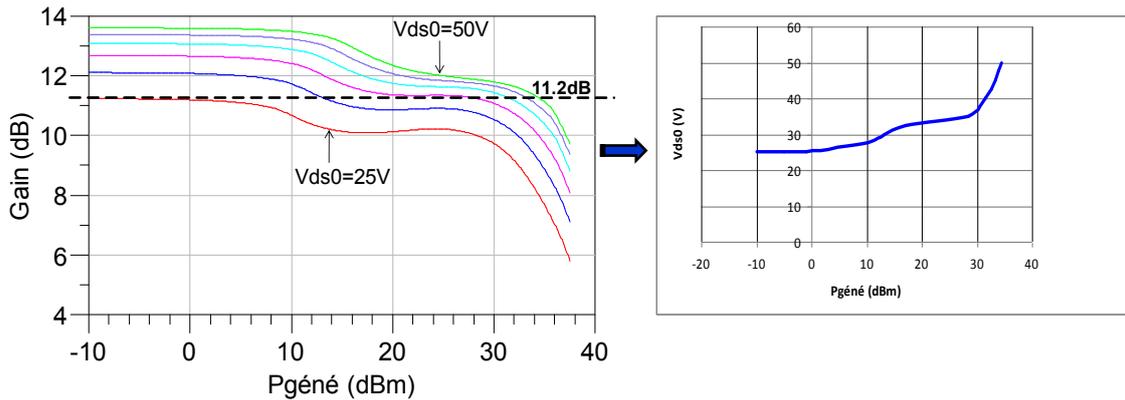


Figure 3-53: Principe d'extraction et profil de la loi de commande de polarisation

ii) Caractérisation CW en mesures

Les mesures en mode CW de notre amplificateur sont effectuées au sein du laboratoire Xlim par Mohamad SAAD EL DINE.

Les mesures sont effectuées pour un point de polarisation de grille  $V_{gs} = -1.89V$ . En simulation, nous avons du régler une valeur assez différente ( $V_{gs} = -1.48V$ ). Le choix de cette dernière s'avère cependant correcte. Elle traduit des phénomènes de dispersion entre composants utilisés pour la modélisation et la simulation et les composants intégrés dans la réalisation et peut avoir également pour origine des différences du point de vue « environnement thermique ». Elle donne des résultats relativement proches de ceux issus des mesures comme le démontrent la figure 3-54 et la figure 3-55 respectivement pour  $V_{ds0} = 50V$  et  $V_{ds0} = 35V$ . Les résultats de simulation pour différentes polarisations de grille sont indiqués en traits pleins de couleur.

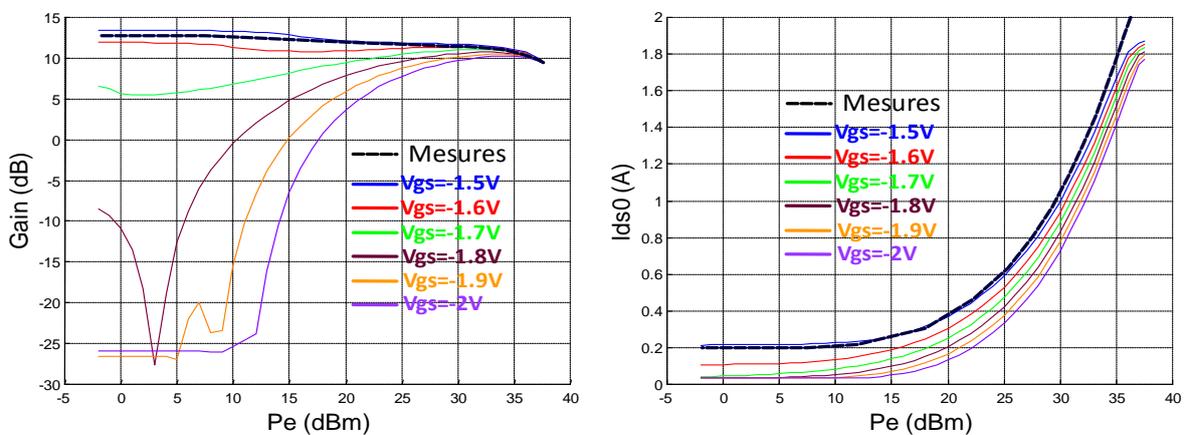


Figure 3-54: Comparaison simulations-mesure pour  $V_{ds0} = 50V$  pour plusieurs points de  $V_{gs}$  en simulations

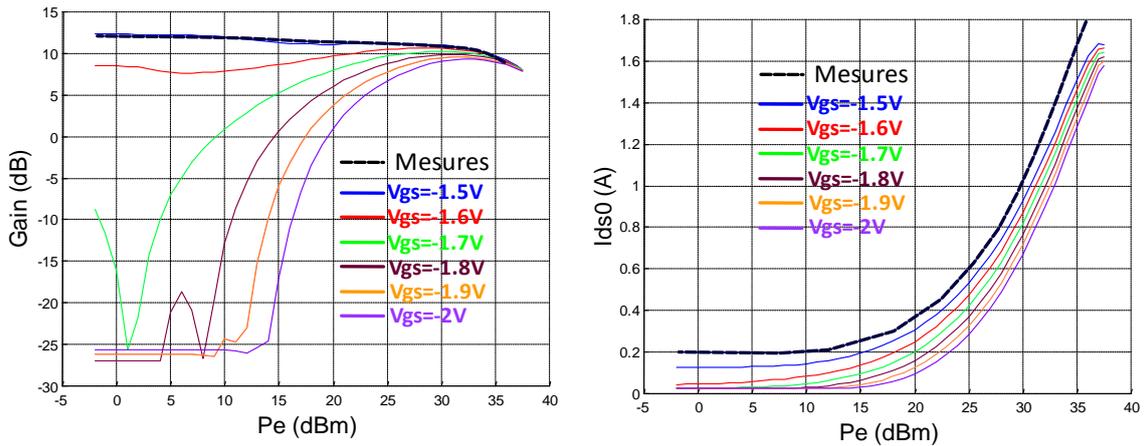


Figure 3-55: Comparaison simulations-mesure pour  $V_{ds0}=35V$  pour plusieurs points de  $V_{gs}$  en simulations

iii) Comparaison simulations-mesures en caractérisation CW

Pour le réglage de la tension  $V_{gs}$  à  $-1.48V$  en simulation afin d'obtenir la meilleure concordance simulations-mesures, les principales caractéristiques mises en jeu ont été donc le gain et le courant  $I_{ds0}$ . Ces dernières sont représentées respectivement à gauche et à droite de la figure 3-56 pour trois valeurs de la polarisation de drain  $V_{ds0}$  égal à 25, 35 et 50V. Cette figure montre que l'objectif de bonne concordance entre simulations et mesures en CW avec  $V_{gs}$  égal à  $-1.48V$  (en simulation) est atteint.

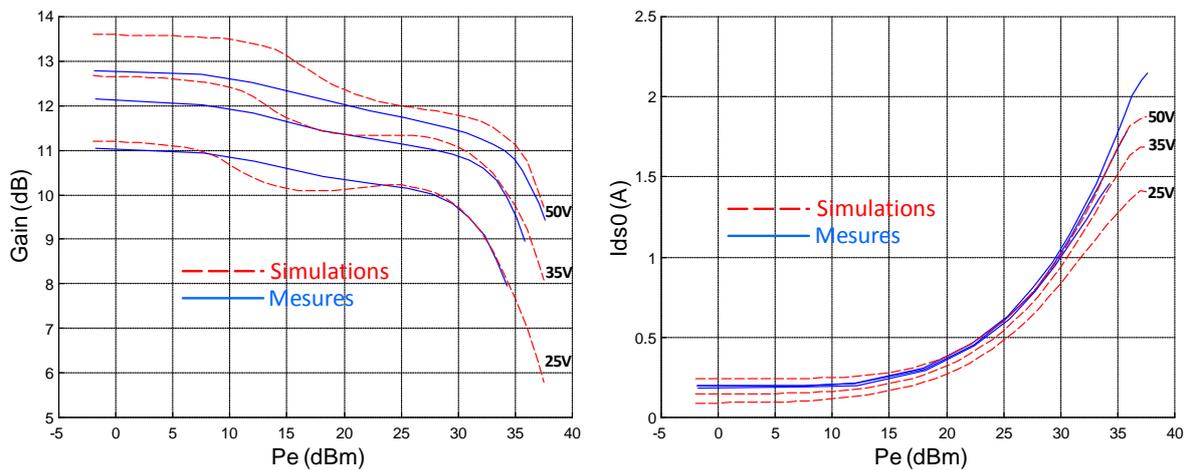


Figure 3-56: Comparaison simulations-mesures en CW pour  $V_{ds0}=25V$  ; 35V & 50V : Gain (à gauche) et  $I_{ds0}$  (à droite)

### III.2. Simulation en Transitoire d'Enveloppe (biton à 100kHz) à polarisation fixe de 50V

La technique du transitoire d'enveloppe permet la simulation de circuit avec des signaux modulés. Ici, nous utilisons cette technique afin de simuler l'amplificateur à polarisation fixe ( $V_{ds}=50V$ ) avec un signal modulant sinusoïdal de fréquence égale à 100kHz qui correspond à une excitation de type bi-ton.

La figure 3-57 présente le schéma de simulation bi-ton. Il s'agit donc d'un circuit qui comporte l'amplificateur que nous avons illustré sur la figure 3-47 associé en entrée à un modulateur IQ qui va délivrer la porteuse modulée à l'entrée de l'amplificateur.

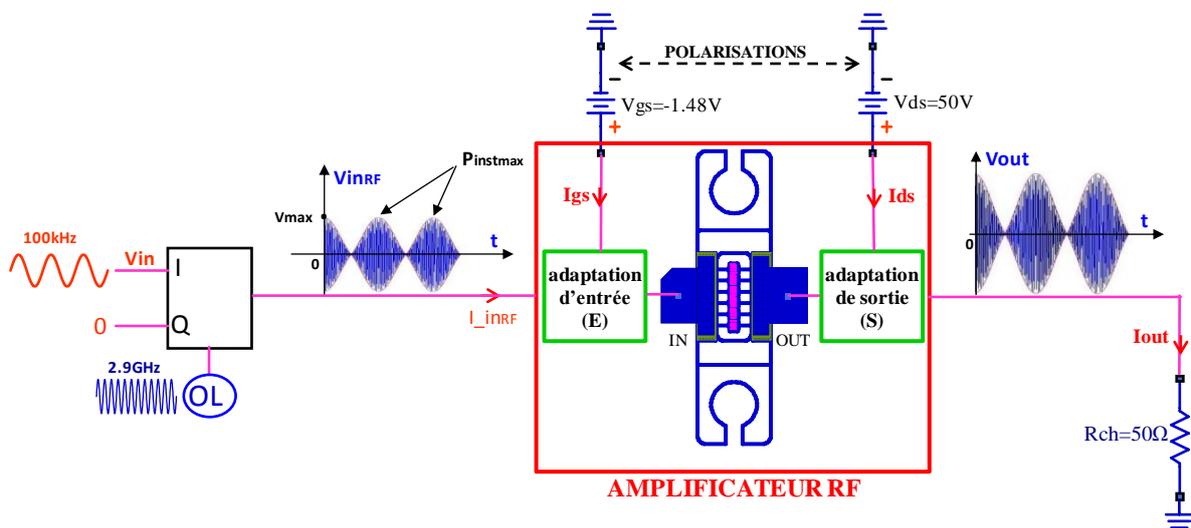


Figure 3-57: Synoptique du schéma simulé en Transitoire d'Enveloppe pour  $V_{ds0}=50V$

#### III.2.1. Modification de la représentation des circuits d'adaptation

Afin d'effectuer une simulation par la technique du transitoire d'enveloppe, il est important de noter que les lignes Momentum des circuits d'adaptation E et S de l'amplificateur ont été remplacées par des boîtes de paramètres S. Pour ce faire, chaque tronçon de ligne est simulé en paramètres S avec autant de ports qu'il a d'accès. Les circuits d'adaptation sont alors remplacés par un bloc SXP, X étant le nombre d'accès d'un tronçon de ligne.

En clair, la figure 3-58 de principe illustre le circuit d'adaptation d'entrée (E) qui contient désormais des blocs de paramètres S qui sont, compte-tenu du nombre de bouts de

lignes qu'il possède, deux blocs S3P et un bloc S8P. De même, le circuit d'adaptation de sortie (S) contient un bloc S15P et bloc de S5P.

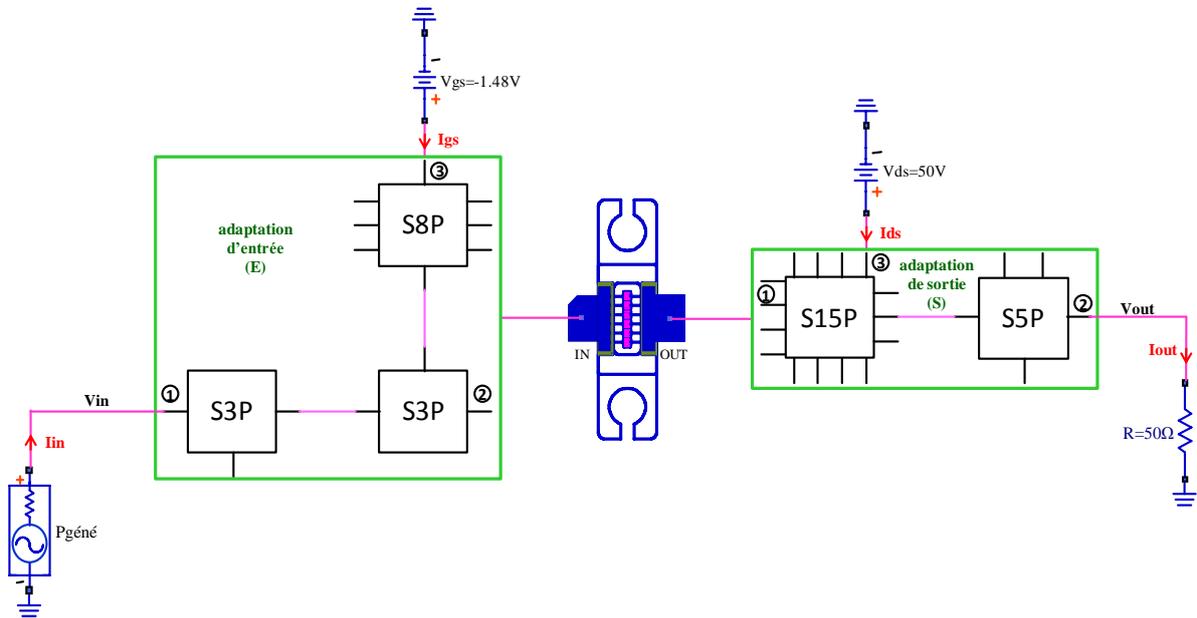


Figure 3-58: L'amplificateur simulé UMS avec ses circuits d'adaptation modifiés

L'exactitude de ce changement important s'avère correcte, car il a été vérifié par des simulations de l'amplificateur de la figure 3-47 avec ses circuits d'adaptation modifiés en mode CW par la technique d'équilibrage harmonique à notre fréquence de travail de 2.9GHz. Les résultats issus de cette simulation sont bien similaires à ceux du cas précédent c'est-à-dire sans modification des circuits d'adaptation.

### III.2.2. Comparaison simulations-mesures : C/I3 et rendement moyen

La simulation du circuit de la figure 3-57 avec variation de l'amplitude du signal d'enveloppe  $V_{in}$  permet d'obtenir les caractéristiques de C/I3 et de rendement en puissance ajoutée moyen à polarisation fixe. Ces dernières sont comparées à celles issues des mesures à 50V sur les figures 3-59 et 3-60 respectivement.

Nous pouvons remarquer qu'il y a un décalage entre la simulation et la mesure concernant la caractéristique C/I3. Ce décalage est dû à la différence de polarisation de grille  $V_{gs0}$  entre simulation et mesure comme nous l'avons vu lors de la caractérisation CW de l'amplificateur. Il entraîne des différences de courbures des non linéarités autour du point de

fonctionnement réglé qui sont évidemment à l'origine de caractéristiques en linéarité assez différentes.

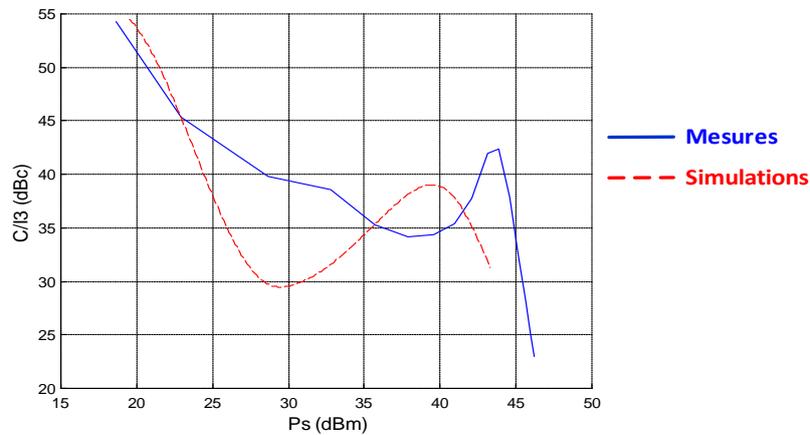


Figure 3-59: Comparaison simulations-mesures de C/I3 à polarisation fixe de 50V

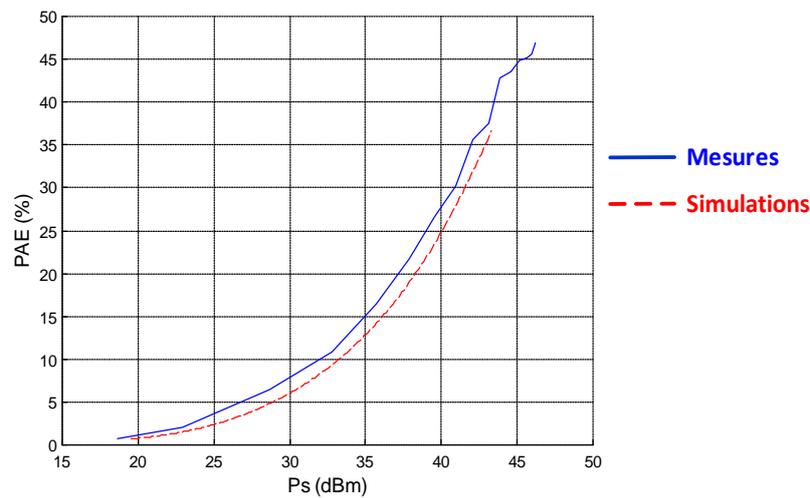


Figure 3-60: Comparaison simulations-mesures de PAE moyen à polarisation fixe de 50V

### III.3. Principe d'extraction de la loi de commande de polarisation dynamique

Nous avons vu précédemment (paragraphe III.1.4) le profil de la loi de commande  $V_{ds0}$  fonction de la puissance du générateur ( $P_{géné}$ ), extraite à partir des simulations en mode CW par la technique d'équilibrage harmonique. Afin de pouvoir intégrer la loi de commande de polarisation variable au module du signal d'enveloppe, cette dernière doit être obtenue en fonction du module de l'enveloppe complexe d'entrée. Pour cela, elle doit être extraite en « mode dynamique » et en variant la polarisation de l'amplificateur, comme nous l'avons fait dans la seconde partie de ce chapitre.

La figure 3-61 illustre le synoptique de simulation pour l'extraction de la loi de commande de polarisation dynamique.

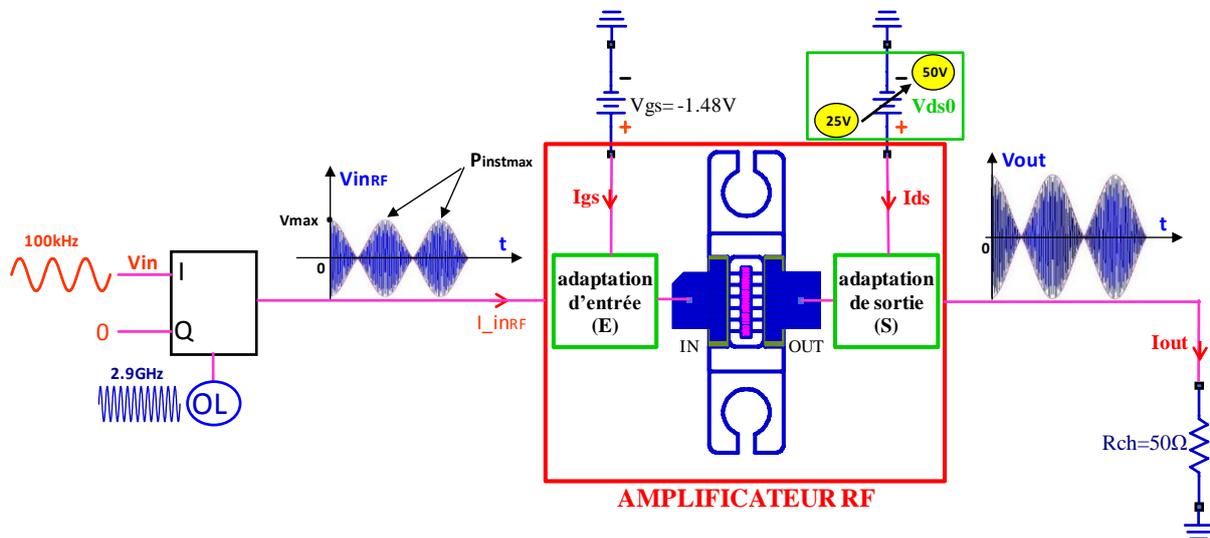


Figure 3-61: Schéma de simulations pour extraction de la loi de commande dynamique

Il s'agit d'une même configuration que précédemment (figure 3-57), à la différence près que la polarisation de drain est réglable de 25V à 50V.

Pour les différentes valeurs de la polarisation  $V_{ds0}$ , la fonction AM/AM dynamique c'est-à-dire le module de la tension de sortie  $V_{out}$  en fonction du module de l'enveloppe complexe  $V_{in}$  a été tracée comme le démontre la figure 3-62.

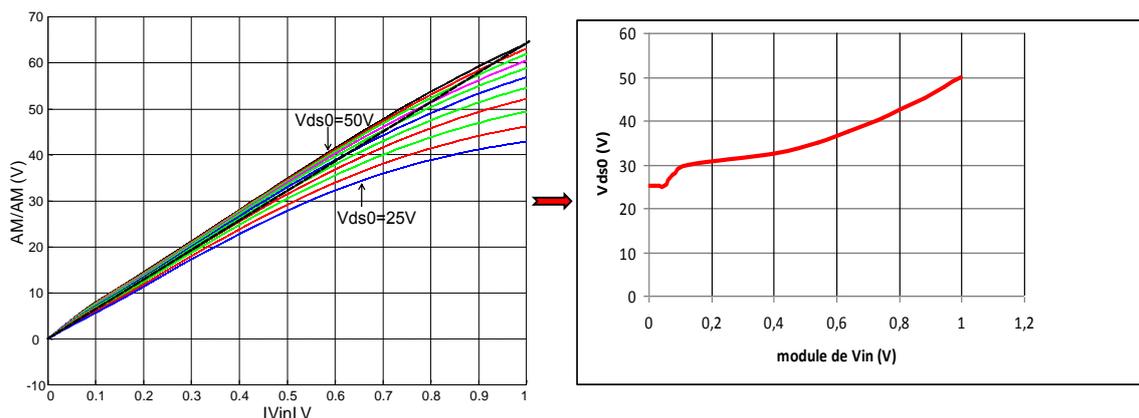


Figure 3-62: Principe de l'extraction de la loi de commande dynamique à AM/AM linéaire

Sur ce réseau de courbes d'AM/AM, une droite en pointillé a été tirée pour indiquer les lieux d'AM/AM linéaire, comme l'illustre à sa gauche la figure 3-62. L'intersection entre cette droite et les différentes courbes donne naissance à la loi de commande de polarisation

qui est donc  $V_{ds0}$  fonction de  $|V_{in}|$ . Le profil de cette dernière définie avec le critère d'AM/AM linéaire est illustré sur la figure 3-62 (à droite).

### III.4. Système de mesure avec polarisation dynamique

Dans ce paragraphe, nous allons présenter le système de caractérisation expérimental qui, à défaut de posséder un modulateur de polarisation adéquat, va apporter expérimentalement la polarisation de drain variable de l'amplificateur. Ce système de mesure est développé à Xlim [3.14] et son synoptique est représenté sur la figure 3-63.

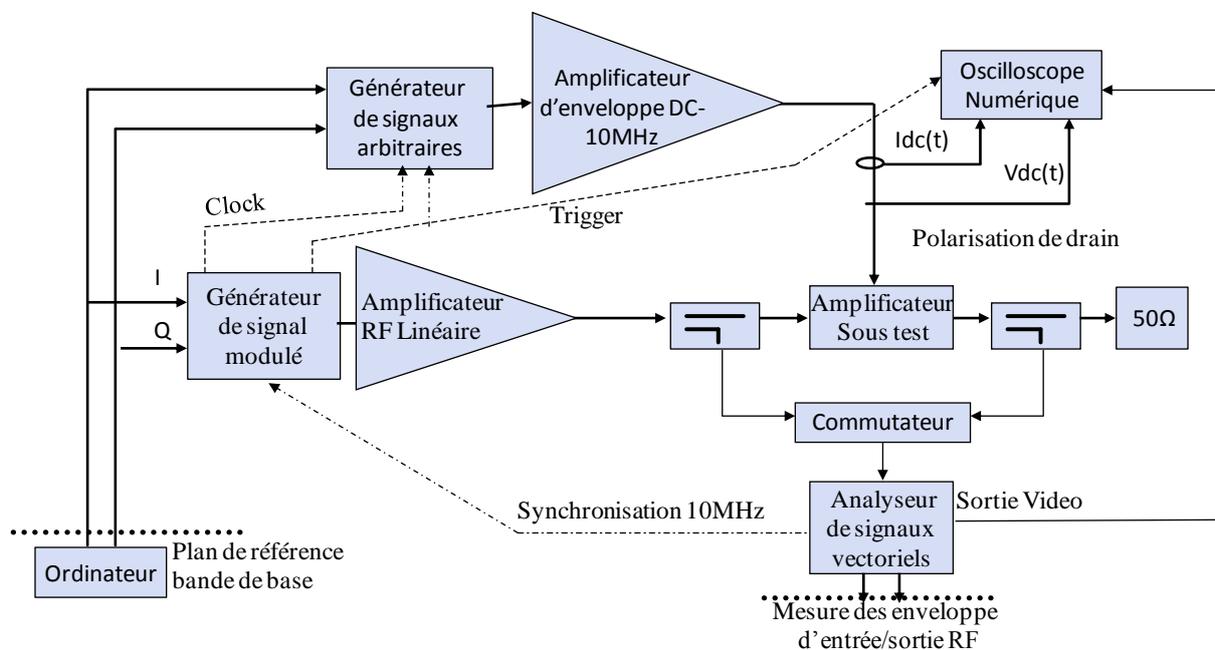


Figure 3-63 : Synoptique du banc de caractérisation en enveloppe dans le domaine temporel développé à Xlim [3.14]

#### III.4.1. Circuit de polarisation adopté pour la mesure

Le synoptique du circuit de polarisation variable, té de polarisation de puissance, est présenté sur la figure 3-64. Le signal d'enveloppe traverse un amplificateur opérationnel de puissance basse fréquence qui est suivi d'une capacité et d'une self de très fortes valeurs. Ces dernières et l'alimentation de ce té de polarisation ont été choisies de telle sorte qu'il puisse alimenter le drain de l'amplificateur d'UMS avec une tension variable entre 28V et 50V tout en pouvant fournir un courant maximal aux alentours de 2.5 Ampères. Sur cette figure sont

également représentées les valeurs de tous les éléments de ce circuit de polarisation variable utilisé en mesures.

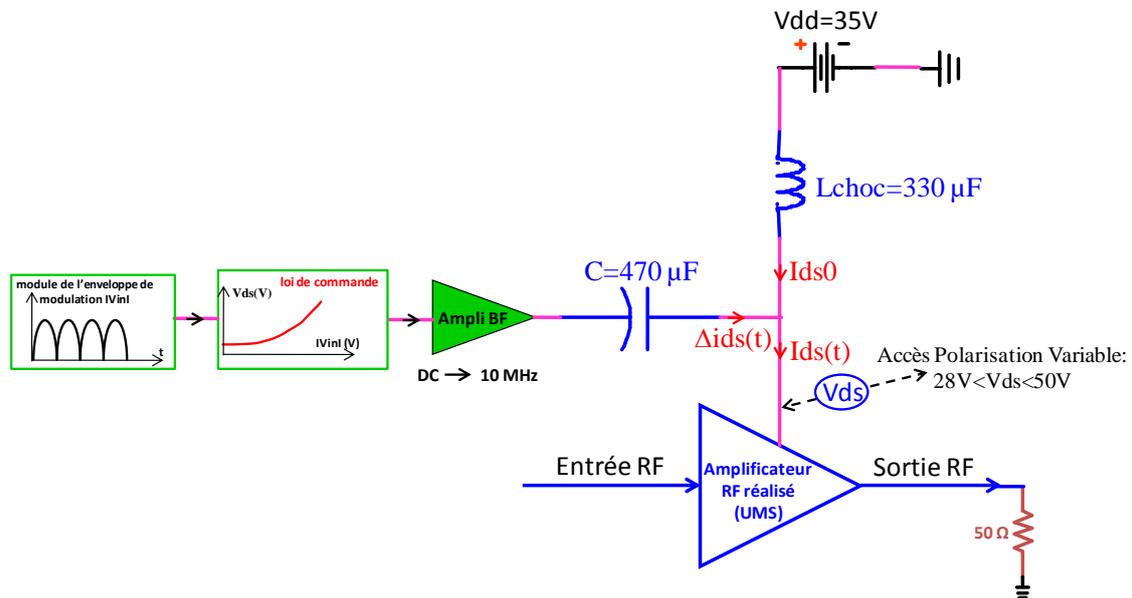


Figure 3-64: Méthode d'application du contrôle de polarisation de drain sur le système de mesure XLIM

Il est évidemment important de noter que le signal de variation de polarisation à l'entrée de ce té de polarisation est le module du signal d'enveloppe complexe intégré à la loi de commande de polarisation variable.

### III.4.2. Circuit de polarisation variable en simulations

En ce qui concerne les simulations de type « transitoire d'enveloppe », nous proposons une architecture du circuit de polarisation variable un peu différente, compte-tenu de la grandeur du régime transitoire qu'induisent les fortes valeurs des éléments localisés, self et capacité de choc. En effet, avec ces valeurs et en utilisant la relation qui exprime le transitoire  $\tau=RC$ , nous estimons un régime transitoire d'environ 12ms. Avec une telle valeur du régime transitoire, il est difficile de bien exploiter les résultats du régime établi compte tenu des temps très longs de simulation. C'est pour cela et comme il s'agit d'une étude de principe que nous proposons une architecture de circuit de polarisation telle que représente la figure 3-65. Le générateur de tension  $V(t)$  est équivalent à un générateur de tension BF qui délivre à la fois le niveau continu et les variations autour de ce niveau continu.

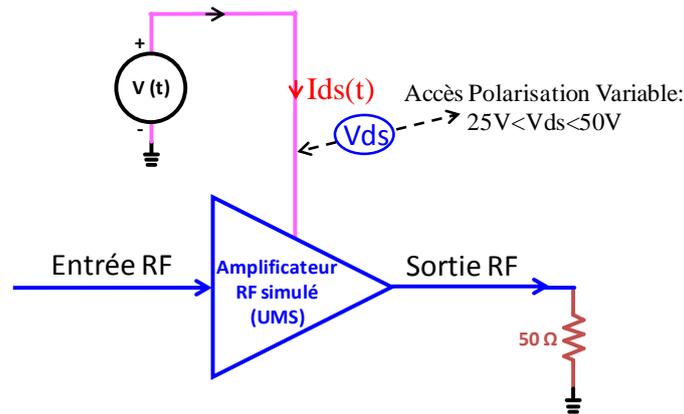


Figure 3-65: Méthode d'application du contrôle de polarisation de drain en simulations

Avec l'intégration de la loi de commande de polarisation de la figure 3-62, ce circuit va alimenter le drain de notre amplificateur avec une tension qui varie entre 25V et 50V.

### III.5. Simulations du circuit global (couplage: té de polarisation et amplificateur)

Le schéma du circuit global simulé est illustré sur la figure 3-66. Il s'agit d'une simulation biton par la technique du transitoire d'enveloppe avec une modulation de 100kHz. Le module du signal d'enveloppe est prélevé du modulateur IQ et intégré à la loi de commande de polarisation extraite précédemment.

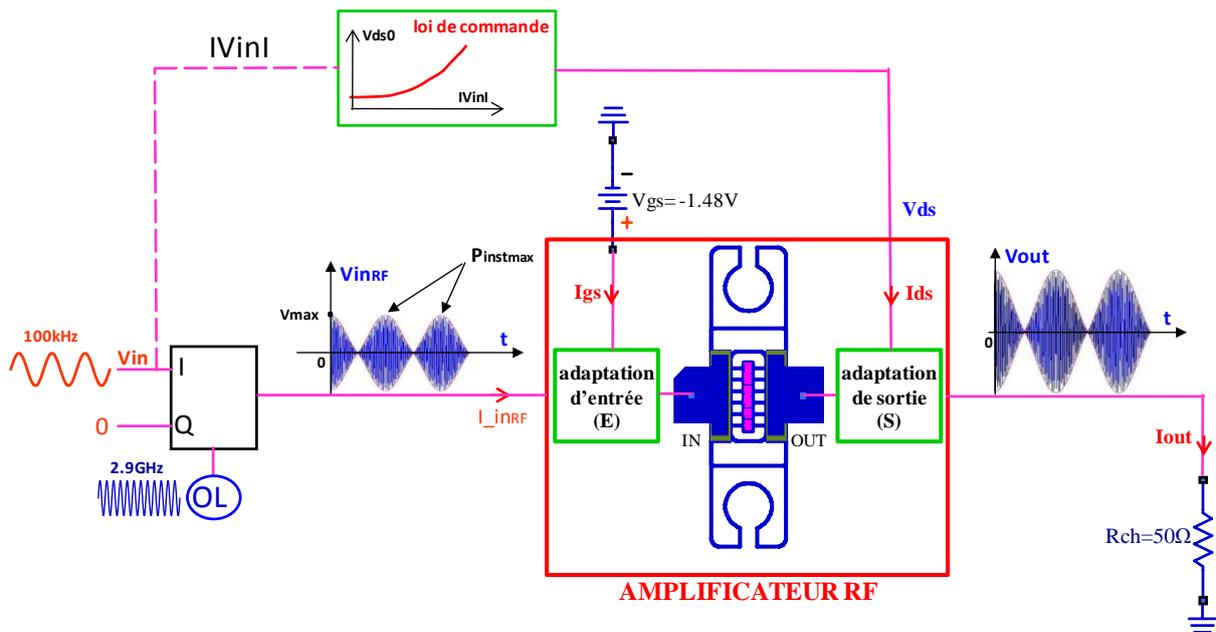


Figure 3-66: Schéma du circuit global simulé (polarisation de puissance + amplificateur RF)

La tension de polarisation variable ainsi générée au rythme des variations du signal d'enveloppe est représentée sur la figure 3-67. Cette dernière représente également la tension  $V_{ds}$  pour d'autres valeurs du module de l'enveloppe complexe comme l'indique la légende. Plus la valeur du module de l'enveloppe complexe diminue et plus la valeur pic de  $V_{ds}$  diminue. La plage de variations de  $V_{ds}$  se situe entre 25V et 50V.

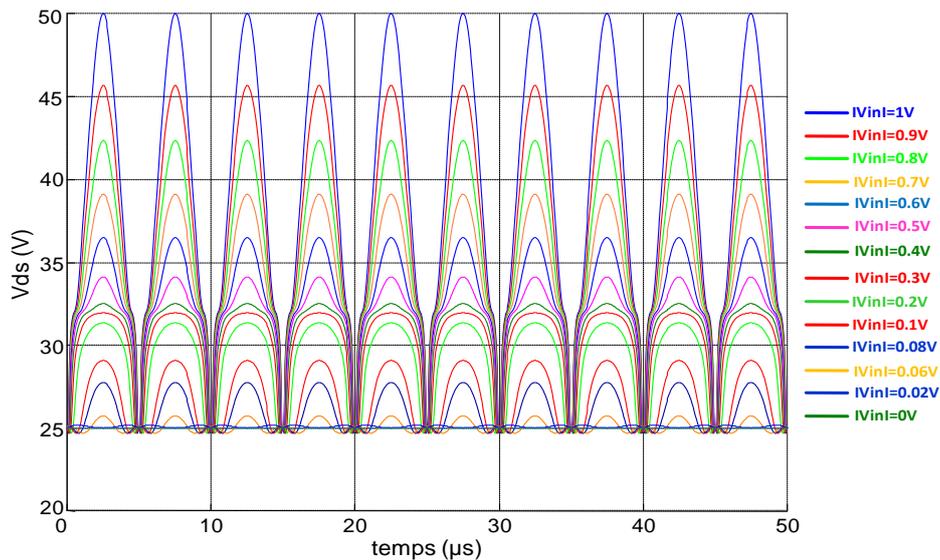


Figure 3.67: Représentation de la tension  $V_{ds}$  pour différentes valeurs de  $|V_{in}|$

Nous avons pu ainsi comparer les résultats de simulations entre polarisation variable et polarisation fixe à 50V. En terme de rendement moyen de l'amplificateur RF dans le cadre de la polarisation variable, nous pouvons noter une amélioration de l'ordre de 10 points comparativement à une polarisation fixe de 50V (figure 3-68).

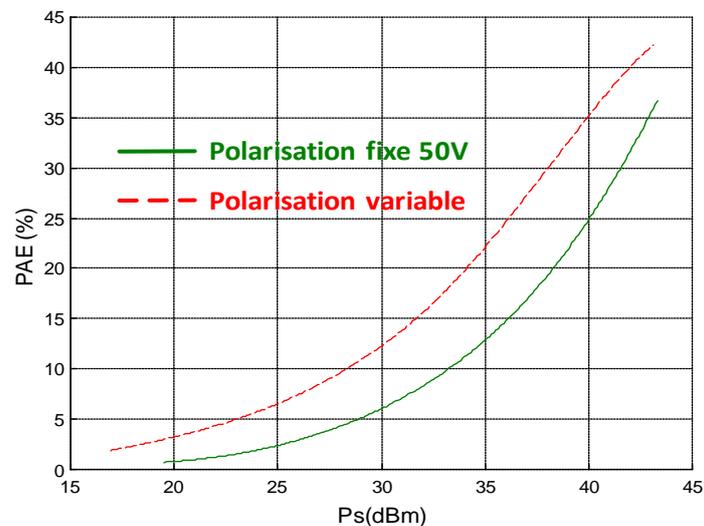


Figure 3-68: Courbes comparatives du rendement à polarisation variable et fixe à 50 V

En terme de linéarité, elle est améliorée en polarisation variable par rapport au cas de la polarisation fixe (figure 3-69). Ceci est dû au fait qu'il n'y a pas une grande variation en AM/PM le long de la loi de commande et que cette dernière a été extraite sans faire trop d'excursion en zone de compression de gain.

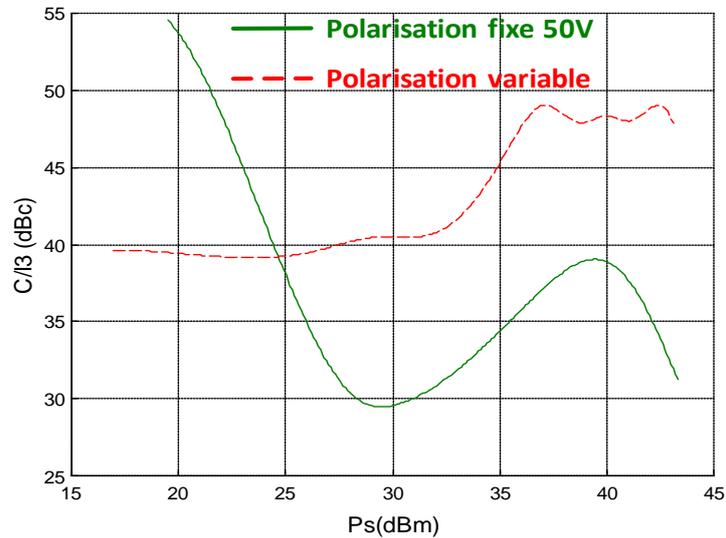


Figure 3-69: Courbes comparatives de C/13 à polarisation variable et fixe à 50 V

### III.6. Simulations du circuit global en utilisant des fichiers de signaux issus des mesures

Les résultats de simulations vus précédemment sont obtenus pour une loi de commande extraite à une compression de l'ordre de 2.5dB contrairement à celle extraite en mesures à 3.5dB dont l'allure est représentée sur la figure 3-70.

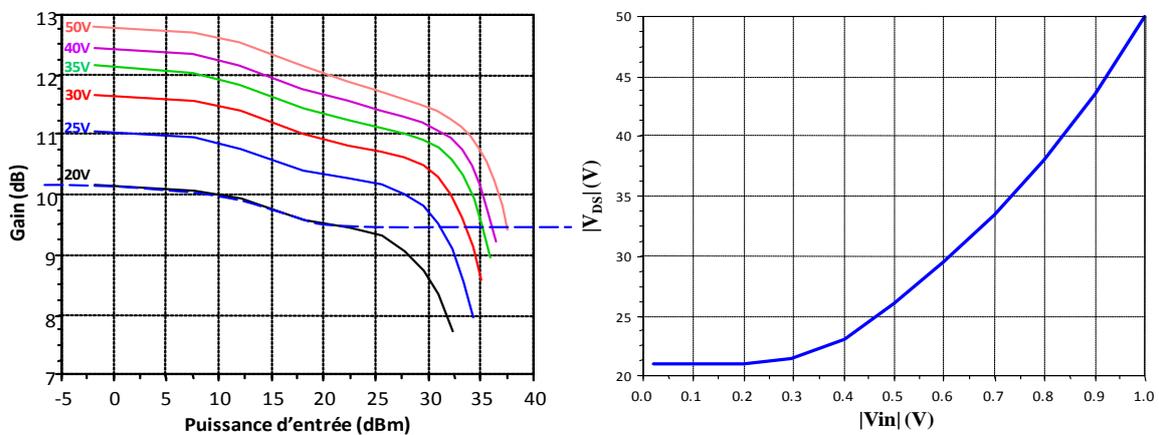


Figure 3-70: Principe d'extraction et profil de la loi de commande en fonction du module de l'enveloppe complexe (en mesures)

Afin de ne pas répéter la même méthodologie pour réextraire la loi de commande en simulations pour être dans les mêmes conditions qu'en mesures, nous avons adopté une autre méthode afin de comparer les résultats des simulations à ceux issus des mesures. Cette dernière consiste à utiliser les fichiers de signaux issus des mesures. Il s'agit des signaux I et Q du modulateur IQ ainsi que le signal de polarisation variable mesuré à l'oscilloscope qui intègre la loi de commande. Le principe d'utilisation de ces fichiers de mesures en simulations est illustré sur la figure 3-71.

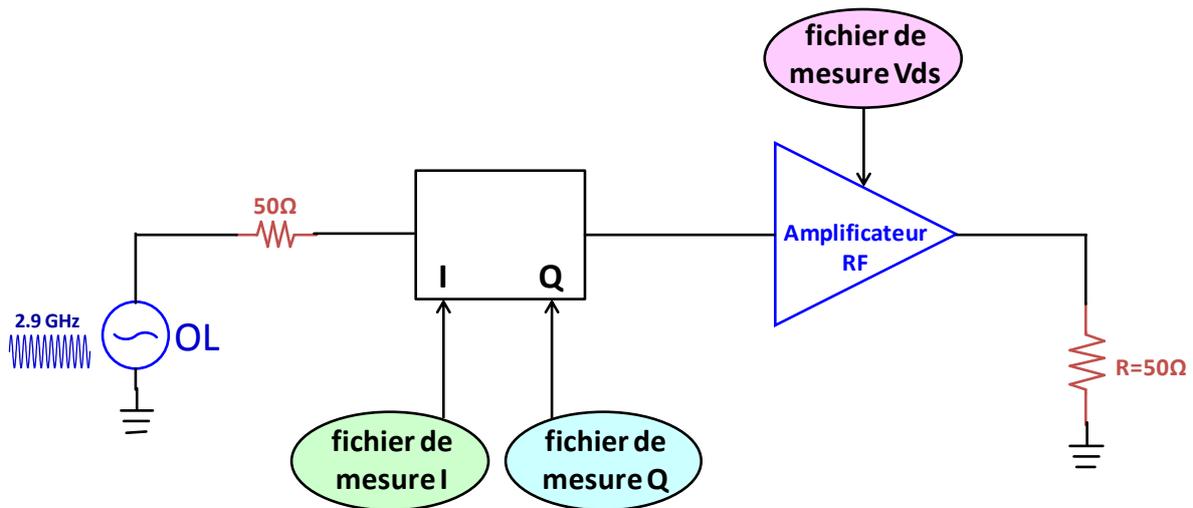


Figure 3-71 : Principe d'utilisation des fichiers de signaux de mesures en simulations

La puissance OL de la porteuse a été réglée à 15.72 dBm. Cette valeur permet d'avoir en sortie sur 50 Ohms la même puissance en simulations que la puissance en mesures correspondante. Nous avons pris également les fichiers du signal de polarisation variable. Ce dernier intègre la loi de commande et est synchrone au signal d'entrée de l'amplificateur. En variant le niveau des signaux IQ et donc le niveau de puissance d'entrée pour un signal donné, nous avons pu tracer les caractéristiques de rendement moyen et de linéarité en terme de C/I3 pour un signal bi-ton avec un écart de fréquence de 100kHz et également l'ACPR pour un signal 16QAM à 100ksym/s.

### III.6.1. Comparaison simulations/mesures pour un signal biton

Les figures 3-72 et 3-73 représentent, respectivement pour un signal modulant sinusoïdal et un signal 16QAM, les comparaisons en terme de rendement et linéarité des résultats des simulations et des mesures pour un fonctionnement à polarisation variable comparativement au fonctionnement à polarisation fixe de 50V.

Dans le cas du signal modulant de fréquence égale à 100kHz, les résultats entre simulations et mesures montrent une bonne concordance et l'application du principe de suivi d'enveloppe apporte un rendement de l'ordre de 20 points de plus comparativement à un fonctionnement à polarisation fixe de 50V. La comparaison entre simulations et mesures en terme de linéarité à polarisation fixe montre un décalage des courbes dû à la différence de polarisation de grille entre simulations et mesures. La linéarité à polarisation variable est dégradée ce qui conduit à la nécessité d'une pré-distorsion afin de réaliser un compromis de rendement/linéarité.

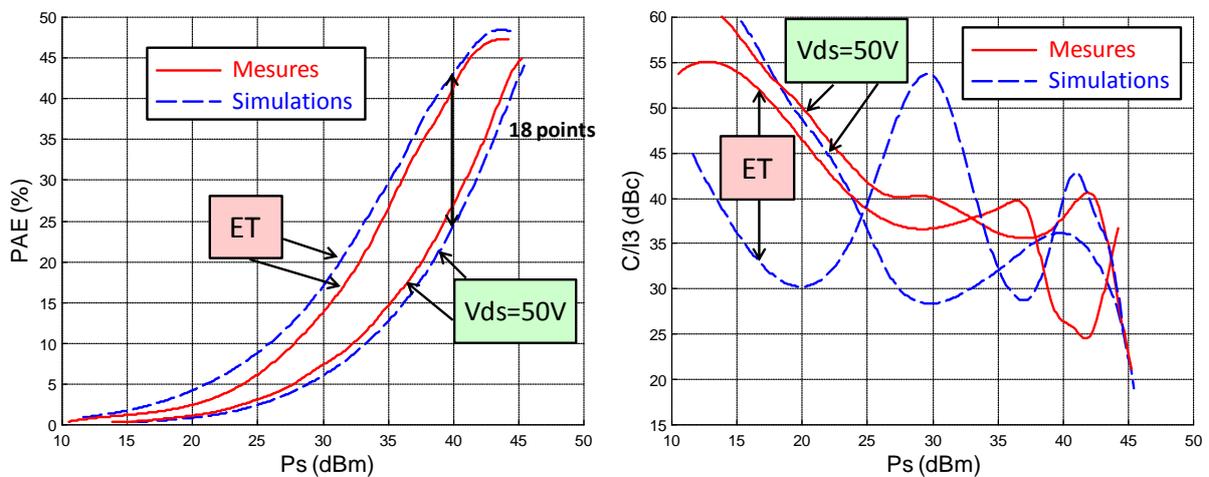


Figure 3-72 : Comparaison simulations/mesures de rendement (à gauche) et C/I3 (à droite) entre polarisation variable et fixe pour un signal modulant de 100kHz

### III.6.2. Comparaison simulations/mesures pour un signal 16QAM

Les mêmes constatations que précédemment sont observées en terme de rendement pour un signal 16QAM. La linéarité à travers de la caractéristique ACPR est dégradée pour une polarisation variable comparativement à un fonctionnement à polarisation fixe.

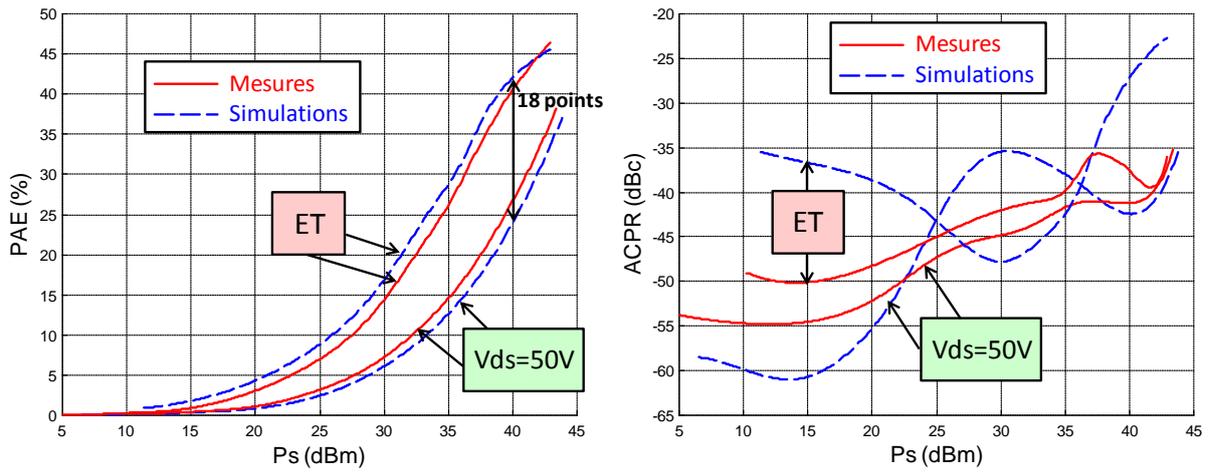


Figure 3-73 : Comparaison simulations/mesures de rendement (à gauche) et ACPR (à droite) entre polarisation variable et fixe pour un signal 16QAM

## CONCLUSION

Nous avons décrit au cours de ce chapitre l'étude de principe sur une cellule de 2mm qui nous a été fournie par la société 3-5Lab. Sa caractérisation et sa modélisation ont été réalisées au sein d'Xlim. Le modèle nous a servi pour la simulation du principe d'un amplificateur RF et d'un modulateur de polarisation. Le couplage de ces deux dernières fonctions a été simulé par des co-simulations ADS et Matlab en appliquant la technique de suivi d'enveloppe. Pour différents profils de la loi de commande, les tendances de simulations en Transitoire d'Enveloppe d'un amplificateur 35W sont mises en évidence. Le principe de suivi d'enveloppe permet une nette amélioration du rendement au détriment de la linéarité. La difficulté de réaliser le compromis linéarité/rendement maximum se présente. La technique de linéarisation a été appliquée et les tendances de la pré-distorsion numérique vont dans le bon sens. Nous n'avons pas pu comparer ses résultats de simulations aux mesures, car il n'y a pas de modulateur à notre disposition à l'heure actuelle.

Dans un second temps, des comparaisons entre résultats issus du module réalisé et simulé UMS 40W ont été effectuées. On observe une bonne concordance entre mesures et simulations en terme de rendement moyen quel que soit le signal modulant. Grâce au système de mesure avec polarisation dynamique, une amélioration du rendement est observée en appliquant le principe d'Envelope Tracking. En revanche, la comparaison en terme de linéarité montrent que cela reste perfectible.

## REFERENCES

- [3.1] **L. Bacqué**, «Optimisation du rendement d'amplificateurs de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes», *thèse de doctorat n° 67-2008 soutenue le 28 Novembre 2008, Université de Limoges*
- [3.2] **S. Forestier**, «Gestion dynamique de la génération de puissance en hyperfréquence pour des modulations numériques : Application à l'optimisation des performances d'un amplificateur millimétrique», *thèse de doctorat n° 31-2003 soutenue le 16 Octobre 2003, Université de Limoges*
- [3.3] **<http://www.generation-nt.com/nujira-depose-son-100e-brevet-enveloppe-tracking-newswire-1185041.html>**, *site consulté en juillet 2011*
- [3.4] **J. Bouny**, «A High Efficiency 250W LDMOS Amplifier for Polar-Transmitter at 940 MHz», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 05-10 juin 2011*
- [3.5] **F. Yamaki; K. Inoue; N. Ui; A. Kawano; S. Sano**, «A 65% Drain Efficiency GaN HEMT with 200W Peak Piwer For 20V to 65V Envelope Tracking Base Station Amplifier», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 05-10 juin 2011*
- [3.6] **J. Moon; J. Son; J. Lee; J. Kim; S. Jee; S. Kim; B. Kim**, «A Multimode/Multiband Envelope Tracking Transmitter with Broadband Saturated Power Amplifier», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 05-10 juin 2011*
- [3.7] **M. Kwak; D. Kimball; C. Presti; A. Scuderi; C. Santagati; J. Yan; P. Asbeck; L. Larson**, «Wideband High Efficiency Envelope Tracking Integrated Circuit for Micro-Base Station Power Amplifiers», *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 05-07 juin 2011*
- [3.8] **J. Son; J. Kim; J. Moon; I. Kim; S. Jee; B. Kim**, «Highly Efficient Envelope Tracking Transmitter at 3.5 GHz», *40<sup>th</sup> European Microwave Conference, 26 sept-1 oct 2010*
- [3.9] **N. Le Galou; D. Sardin; C. Delepaut; M. Campovecchio; S. Rochette**, «Over 10 MHz Bandwidth Envelope-Tracking DC/DC Converter for Flexible High Power GaN Amplifiers», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 05-10 juin 2011*
- [3.10] **A. Cidronali; N. Giovannelli; T. Vlasits; R. Hernaman; G. Manes**, «A 240W Dual-Band 870 and 2140 MHz Envelope Tracking GaN PA Designed by a Probability Distribution Conscious Approach», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 05-10 juin 2011*
- [3.11] **P. A. Godoy; S. Chung; T. W. Barton; D. J. Perreault; J. L. Dawson**, «A Highly Efficient 1.95 GHz, 18 W Asymmetric Multilevel Outphasing Transmitter for Wideband Applications», *IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 05-10 juin 2011*

[3.12] **C-M. Lai; J-K. Jau; J-Y. Li**, «High Efficiency RF Power Amplifier Using Band Limited Dynamic Supply Control Method», *39<sup>th</sup> European Microwave Conference*, 28 sept-2 oct 2009

[3.13] **G. Nanfack Nkondem**, «Développement d'un système de caractérisation temporelle d'enveloppe d'amplificateurs de puissance. Application à la linéarisation d'amplificateurs par pré-distorsion en bande de base», *thèse de doctorat n° 70-2008 soutenue le 01 Décembre 2008, Université de Limoges*

[3.14] **M. Saad El Dine**, «Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré-distorsion numérique et le contrôle de polarisation», *thèse de doctorat, soutenue le 28 Septembre 2011, Université de Limoges*

## CONCLUSION GENERALE

L'utilisation du matériau nitrure de gallium représente une solution intéressante dans le domaine des applications de puissance hyperfréquences. Nous avons vu au cours du premier chapitre le comparatif, entre plusieurs semi-conducteurs grand gap, des différents paramètres et pu constater les atouts du GaN faisant de lui un candidat de choix dans le domaine des micro-ondes. Toutefois, le diamant pourrait être un candidat potentiel compte tenu de ses propriétés très attirantes.

Le deuxième chapitre concerne la caractérisation et modélisation d'un transistor de 2mm, cellule de base pour le chapitre suivant. Etant donné la complexité d'application du principe de suivi d'enveloppe, dans notre étude, le modèle non-linéaire résultant dit électrique n'inclut ni la thermique, ni les pièges. Compte tenu des tensions de claquage très élevées des composants GaN et la polarisation de notre transistor aux alentours de 40 Volts, l'avalanche n'a également pas été modélisée.

Notre travail s'est ensuite orienté vers le concept de l'Envelope Tracking et son application à l'amplification de puissance en technologie GaN en vue d'amélioration du rendement et éventuellement la linéarité. Pour appliquer cette technique, nous avons simulé un modulateur et un amplificateur de puissance en bande L avec une bande de quelques dizaines de MHz autour de la fréquence centrale de travail, tous les deux à base du modèle de transistor du chapitre 2. Les résultats témoignent des potentialités en rendement en appliquant le principe d'ET. La linéarité est corrigée par la pré-distorsion numérique. Etant donné la complexité à réaliser un circuit modulateur de polarisation, la comparaison des résultats de simulations aux mesures n'a pas pu être faite.

Cependant la validation expérimentale du principe de suivi d'enveloppe, par intermédiaire d'un circuit « té de polarisation » adopté en mesures, est effectuée pour un amplificateur UMS. Les résultats montrent une bonne concordance entre simulations et mesures. En appliquant le principe de suivi d'enveloppe, une amélioration significative du rendement est observée et en terme de linéarité, la nécessité d'application de la pré-distorsion numérique est constatée.

En perspective, il serait intéressant d'avoir à disposition un modulateur afin de pouvoir comparer les tendances des simulations avec des mesures pour leur validation expérimentale. L'intérêt serait accru pour des vitesses et des puissances importantes.



CONTRIBUTION A L'ETUDE DE L'AMPLIFICATION DE PUISSANCE EN  
TECHNOLOGIE GAN PAR LA TECHNIQUE DE SUIVI D'ENVELOPPE

**RESUME :**

Les travaux de cette thèse concernent l'étude de l'amplification de puissance micro-onde en technologie GaN. Un descriptif succinct des principales propriétés de ce matériau est réalisé afin de justifier le choix d'un tel candidat pour les applications de puissance hyperfréquences. L'étape suivante était de caractériser et extraire le modèle non-linéaire d'un transistor GaN. Ce modèle a servi de cellule de base pour la simulation d'un amplificateur et d'un modulateur de polarisation. L'association de ces deux fonctions nous a permis d'appliquer et d'étudier le principe de suivi d'enveloppe en bande L et de montrer des tendances importantes.

Dans un second temps, une validation expérimentale en bande S a été faite en utilisant un amplificateur réalisé et un système de mesure de laboratoire. L'amélioration du rendement de l'amplificateur RF par cette technique est constatée et la linéarisation est nécessaire afin d'améliorer la linéarité.

**Mots clés:** HEMT GaN, amplification de puissance, modélisation de transistors, convertisseurs DC/DC, Envelope Tracking (ET).

\*\*\*\*\*

CONTRIBUTION TO THE STUDY OF POWER AMPLIFICATION USING A GAN  
TECHNOLOGY BY ENVELOPE TRACKING PRINCIPLE

**ABSTRACT :**

The work of this thesis is the study of microwave power GaN technology amplification. In this, a brief description of the main properties of this material is made to justify the choice of a particular candidate for microwave power applications. The next step was to characterize and extract the non-linear model of a GaN transistor. This model served as a basic unit for the simulation of an amplifier and a polarization modulator. The combination of these two functions has allowed us to apply and study the Envelope Tracking principle at L-band and some of the main characteristics of this amplification technique have been shown.

In a second step, an experimental validation at S band has been done by using a built-in GaN amplifier and a laboratory test-Bench. The efficiency improvement of the RF power amplifier is observed by this technique and linearization is necessary to improve the linearity.

**Keywords:** HEMT GaN, power amplification, modeling of transistors, DC/DC converters, Envelope Tracking (ET).