

Thèse confidentielle

**UNIVERSITÉ DE LIMOGES**  
ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé  
FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Année : 2008

Thèse N° 67-2008

**Thèse**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

présentée et soutenue par

**Ludovic BACQUÉ**

le 28 Novembre 2008

**Optimisation du rendement  
d'amplificateurs de puissance sous  
contraintes de linéarité en présence de  
modulations numériques complexes**

Thèse dirigée par Philippe BOUYSSÉ et Raymond QUÉRÉ

**JURY :**

<b>Mr Eric Kerhervé</b>	Professeur, Université de Bordeaux I, ENSEIRB	Rapporteur
<b>Mr Serge Toutain</b>	Professeur, Université de Nantes	Rapporteur
<b>Mr Philippe Bouysse</b>	Maître de conférence, Université de Limoges	Examinateur
<b>Mr Luc Lapierre</b>	Expert Hyperfréquence, CNES	Examinateur
<b>Mr Jean-Michel Nebus</b>	Professeur, Université de Limoges	Examinateur
<b>Mr Christian Poumier</b>	Responsable ligne avionique, Thalès Communications	Examinateur
<b>Mr Raymond Quéré</b>	Professeur, Université de Limoges	Examinateur
<b>Mr William Rebernak</b>	Responsable études amont RF, Thalès Communications	Examinateur
<b>Mr Didier Floriot</b>	Ingénieur, United Monolithic Semiconductors	Invité



*“L’expérience est une lanterne que l’on a accrochée dans le dos et qui n’éclaire que le chemin parcouru.”*

Confucius

*A Caro,  
A ma famille, à mes amis,  
A tous ceux qui m’ont aidé et supporté,*



# *Remerciements*

Ce travail a été réalisé dans le laboratoire XLIM, Unité Mixte de Recherche n°6172 Centre National de la Recherche Scientifique/Université de Limoges, au sein de l'équipe C2S2 : Composants Circuits Signaux et Systèmes hautes fréquences sur le site de l'IUT GEII de Brive. Je remercie Monsieur le Professeur P.Y. GUILLON et Mr Dominique CROS, directeurs successifs de XLIM de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie tout particulièrement Monsieur le Professeur Raymond Quéré de m'avoir accueilli dans son équipe et d'avoir encadrer ce travail avec Mr Philippe BOUYASSE au cours de ces trois années.

J'exprime mes remerciements à Monsieur Eric Kerhervé, professeur à l'université de Bordeaux I et Monsieur Serge Toutain, Professeur à l'université de Nantes d'avoir juger ce travail de thèse en tant que rapporteurs.

Je tiens à remercier particulièrement Monsieur Philippe Bouysse pour m'avoir donner de précieux conseils pour mener à bien le travail demandé et pour sa disponibilité pendant ces trois années.

Mes remerciements vont aussi à Monsieur Luc Lapierre, expert hyperfréquence du CNES, pour m'avoir fait confiance pour cette thèse avec le CNES et pour tous ses conseils. Je souhaite associer à ces remerciements Monsieur William Rebernak, Monsieur Christian Poumier de la société Thalès pour tous leurs conseils pendant ces trois années de thèse.

Mes remerciements vont également à Mademoiselle Hélène BREUZARD, Secrétaire de l'équipe C2S2 à Brive, pour sa disponibilité et sa gentillesse. J'associe à mes remerciements Madame Marie Claude. LEROUGE, Secrétaire de l'équipe C2S2 à Limoges, pour son efficacité dans toutes les démarches administratives qu'elle a réalisées à Limoges.

Je remercie le personnel pédagogique et administratif de l'IUT GEII de Brive, qui ont su m'intégrer dans leur équipe pédagogique.

Un grand merci aussi à tous les thésards de Brive et de Limoges qui m'ont aidé et supporté pendant cette belle aventure. Je souhaite remercier particulièrement Grégoire pour tout le temps qu'il a passé sur Brive et pour sa grande contribution à la réussite de ces travaux.

Pour terminer, je n'oublierai pas de remercier Carole ainsi que ma famille pour m'avoir surtout supporté, soutenu et encouragé pendant les moments difficiles rencontrés au cours de ces trois années.

# Table des matières

<b>Table des figures</b> . . . . .	<b>5</b>
<b>Liste des tableaux</b> . . . . .	<b>13</b>
<b>Introduction générale</b> . . . . .	<b>15</b>
<b>Chapitre 1 : Amplification RF et HF à gestion de puissance : état de l'art</b> . . . . .	<b>18</b>
1.1 Introduction . . . . .	19
1.2 Amplification . . . . .	19
1.2.1 Spécifications . . . . .	19
1.2.2 Linéarité . . . . .	23
1.2.3 Effet mémoire . . . . .	27
1.2.3.1 Effets mémoire à court terme . . . . .	27
1.2.3.2 Effets mémoire à long terme . . . . .	29
1.3 Amplification de puissance : problématique . . . . .	30
1.3.1 Caractéristiques des signaux modulés à enveloppe variable . . . . .	30
1.3.2 Problématique de l'amplification de puissance pour des modulations à enveloppe variable . . . . .	33
1.4 Etat de l'art des solutions proposées : techniques de linéarisation et de gestion dynamique de puissance . . . . .	36
1.4.1 Techniques de linéarisation . . . . .	36
1.4.2 Techniques de gestion de puissance . . . . .	40
1.4.2.1 La technique Doherty . . . . .	40
1.4.2.2 EER (Envelope Elimination and Restoration) . . . . .	42
1.4.2.3 ET ("Envelope Tracking") : description . . . . .	45
1.5 Présentation détaillée de l'ET . . . . .	45
1.5.1 Technique de gestion dynamique de puissance : description . . . . .	45
1.5.2 Commande analogique des tensions de polarisation . . . . .	47
1.5.3 Commande par commutation des tensions de polarisation des amplificateurs de puissance . . . . .	51
1.6 Conclusion . . . . .	54
1.7 Bibliographie . . . . .	56
<b>Chapitre 2 : Principes et technologies des circuits de commande dynamique de polarisation</b> . . . . .	<b>62</b>
2.1 Introduction . . . . .	63
2.2 Présentation de la filière MOSFET ( <i>Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> ) et GaN ( <i>Nitride de Gallium</i> ) . . . . .	63
2.2.1 Structure du transistor MOSFET . . . . .	63
2.2.2 Le transistor LDMOS ( <i>Lateraly Diffused Metal Oxide Semiconductor</i> ) . . . . .	66
2.2.3 Problématique du transistor LDMOS en commutation . . . . .	67
2.2.4 Émergence de la filière GaN . . . . .	69
2.2.4.1 Présentation . . . . .	69
2.2.4.2 Effets limitatifs . . . . .	71
2.3 Principes d'une commande dynamique de polarisation . . . . .	74
2.4 Commande analogique de polarisation : convertisseur DC/DC . . . . .	75

2.4.1	État de l'art . . . . .	75
2.4.2	Etude, conception et réalisation de la commande pour l'amplificateur 100W LDMOS . . . . .	85
2.4.2.1	Analyse du modulateur $\Sigma\Delta$ . . . . .	86
2.4.2.2	Analyse du modulateur classe S . . . . .	89
2.4.2.3	Mise en oeuvre pratique . . . . .	91
2.4.2.4	Validation . . . . .	93
2.5	Commande par commutation : augmentation de la rapidité de modulation	95
2.5.1	Présentation et état de l'art . . . . .	95
2.5.2	Etude, conception et réalisation d'une commande par commutation de niveaux d'énergie . . . . .	100
2.5.2.1	Description de la topologie . . . . .	100
2.5.2.2	Validation . . . . .	107
2.6	Conclusion . . . . .	111
2.7	Bibliographie . . . . .	112

## **Chapitre 3 : Application de la technique de gestion dynamique de polarisation à un amplificateur large bande 100W . . . . . 119**

3.1	Introduction . . . . .	120
3.2	Description de l'amplificateur large bande 100 Watts . . . . .	120
3.2.1	Présentation de l'amplificateur 100W développé par la société Thalès Communications . . . . .	120
3.2.2	Adaptation d'entrée et de sortie . . . . .	122
3.2.3	Contre-réaction . . . . .	123
3.2.4	Circuit de polarisation . . . . .	124
3.3	Caractéristiques de puissance . . . . .	126
3.3.1	Caractérisation en mode CW . . . . .	126
3.3.2	Détermination expérimentale des lois de commande optimales . . . . .	128
3.4	Simulations sous ADS : comparaison modèle-mesure en mode CW et simulation système du modèle en présence de modulation numérique . . . . .	131
3.4.1	Modélisation comportementale : utilisation des modèles <i>S2D</i> d'ADS . . . . .	131
3.4.2	Simulation système : validation de la commande de polarisation de drain pour une modulation 16QAM non filtrée . . . . .	133
3.5	Mesures du système global . . . . .	135
3.5.1	Validation et vérification du fonctionnement en puissance du système complet . . . . .	135
3.5.1.1	Description du banc . . . . .	135
3.5.1.2	Résultats obtenus . . . . .	137
3.5.1.3	Association du système avec une prédistorsion . . . . .	141
3.5.1.4	Limitation en débit du système . . . . .	146
3.5.2	Performances du système de commande dans la bande de fréquence RF . . . . .	148
3.5.2.1	Modulation 16QAM . . . . .	148
3.5.2.2	Application à un signal OFDM . . . . .	155
3.5.2.3	Thermique et fiabilité . . . . .	158
3.6	Conclusion . . . . .	158



3.7	Bibliographie . . . . .	160
<b>Chapitre 4 : Développement d'un amplificateur bande X en technologie GaN . . . . .</b>		<b>161</b>
4.1	Introduction . . . . .	162
4.2	Etat de l'art de la filière GaN pour l'amplification en bande X . . . . .	162
4.3	Étude, conception et réalisation de l'amplificateur GaN . . . . .	164
4.3.1	Caractéristiques des transistors GaN utilisés . . . . .	164
4.3.2	Modélisation des transistors GaN . . . . .	169
4.3.3	Performances en puissance . . . . .	172
4.3.4	Étude de stabilité de l'amplificateur . . . . .	177
4.3.4.1	Stabilité linéaire . . . . .	177
4.3.4.2	Stabilité non linéaire . . . . .	178
4.3.5	Conception des hybrides d'entrée et de sortie . . . . .	185
4.3.6	Validation des modèles de lignes par comparaison des simulations circuit et EM momentum . . . . .	187
4.4	Simulations système de l'amplificateur à polarisation auto-adaptée . . . . .	189
4.4.1	Description de la simulation . . . . .	189
4.4.2	Résultats de la simulation . . . . .	189
4.5	Mesures de l'amplificateur GaN . . . . .	194
4.5.1	Mesures petit-signal . . . . .	194
4.5.2	Mesures en puissance . . . . .	197
4.6	Conclusion . . . . .	198
4.7	Bibliographie . . . . .	200
<b>Conclusion Générale . . . . .</b>		<b>203</b>
	Publications et communications relatives à ce travail . . . . .	206

# Table des figures

---

1.1	Positionnement des amplificateurs de puissance dans une chaîne télécoms .	20
1.2	Schématisme d'un amplificateur de puissance . . . . .	20
1.3	Représentation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur de puissance . . . . .	22
1.4	Tracé du gain complexe (module et phase) et du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée pour un point de polarisation donné ( $V_{DS0}$ & $V_{GS0}$ ) . . . . .	22
1.5	Définition de la mesure d'ACPR . . . . .	23
1.6	Principe de la mesure d'EVM décrite pour un symbole du plan complexe IQ	24
1.7	Spectres en entrée et en sortie de l'amplificateur de puissance lors de la caractérisation du NPR par la méthode du "trou" . . . . .	25
1.8	Spectres en entrée et en sortie de l'amplificateur de puissance lors de la caractérisation du NPR par la méthode d'inter-modulation . . . . .	26
1.9	Détermination du C/I d'ordre 3 . . . . .	27
1.10	Interaction entre les éléments actifs et les circuits d'adaptation . . . . .	28
1.11	Amplification large bande - conception Thalès Communications . . . . .	28
1.12	Modulation AM (DBLPC) . . . . .	31
1.13	Représentation des différentes puissance mises en jeu et de la densité de puissance pour une modulation AM . . . . .	31
1.14	Représentation de la densité de puissance d'un signal aléatoire . . . . .	33
1.15	Courbes caractéristiques de l'amplificateur de puissance - Dynamique du signal modulé . . . . .	34
1.16	Problématique de l'amplification de puissance . . . . .	35
1.17	Présentation de la technique LINC . . . . .	36
1.18	Présentation de la technique CALLUM . . . . .	37
1.19	Présentation de la technique de pré-distorsion . . . . .	38
1.20	Présentation de la technique de "feedback" . . . . .	38
1.21	Présentation de la technique de "feedforward" . . . . .	39
1.22	Amplificateur DOHERTY . . . . .	41
1.23	Influence de la variation de charge sur le cycle de charge . . . . .	41
1.24	Principe de la technique EER . . . . .	43
1.25	Description du principe de la commande EER sur trois points de puissance	44
1.26	Principe de l'ET . . . . .	45
1.27	Choix des polarisations et influence sur le cycle de charge . . . . .	46
1.28	Choix des couples de polarisation en fonction du niveau de puissance d'entrée	47
1.29	Commande de polarisation de drain . . . . .	48
1.30	Circuit de commande de polarisation de base . . . . .	49
1.31	Commande de polarisation double proposée par Kyunghoon . . . . .	50
1.32	Schéma bloc du modulateur "auto-oscillant" . . . . .	51
1.33	Circuit de commande de polarisation à fort rendement . . . . .	52
1.34	Performances d'un système de commande par commutation de tension d'alimentation pour un amplificateur SSPA à 20GHz. Comparaisons des performances avec et sans commande de polarisation pour un signal 16QAM non filtré. . . . .	53

1.35	Performances d'un système de commande par commutation de tension d'alimentation pour un amplificateur SSPA à 20GHz. Comparaisons des performances avec et sans commande de polarisation pour un signal 16QAM filtré. . . . .	53
2.1	Structure Physique d'un transistor MOSFET ( <i>vue de coupe</i> ) . . . . .	64
2.2	Différents fonctionnements des transistors MOSFET . . . . .	65
2.3	Structure d'un transistor LDMOS ( <i>vue de coupe</i> ) . . . . .	66
2.4	Problématique de la commutation . . . . .	68
2.5	Diagramme des différentes technologies pour l'amplification de puissance . . . . .	70
2.6	Structure d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN ( <i>vue de coupe</i> ) . . . . .	71
2.7	Influence des pièges de grille (haut) et des pièges de drain (bas) sur le réseau IV . . . . .	72
2.8	Influence des pièges de grille (à gauche) et des pièges de drain (à droite) sur la forme du courant de drain pour un HEMT 8x75 $\mu\text{m}$ . Sur la courbe de gauche, $V_{DS} = 10 \text{ V}$ et $V_{GS}$ passe de -6 à -4,8 V ; sur la courbe de droite, $V_{GS} = -5 \text{ V}$ et $V_{DS}$ passe de 22 à 18 V. Les variations des courants et des tensions sont suffisamment faibles pour pouvoir négliger les effets thermiques, et les transitoires mesurés sont donc révélateurs des effets de pièges uniquement (source thèse [14]). . . . .	73
2.9	Principe général d'une commande de polarisation . . . . .	75
2.10	Synoptique d'un convertisseur DC/DC . . . . .	76
2.11	Schéma de principe et phases de fonctionnement d'un "Buck Converter" (ou modulateur classe S) . . . . .	77
2.12	Principe innovant de commande de polarisation d'amplificateur à base de transistors bipolaires ( <i>schéma issu de la publication [41]</i> ) . . . . .	78
2.13	Commande de polarisation pour la commande d'un amplificateur LDMOS . . . . .	79
2.14	Commande analogique de polarisation à partir d'un traitement des signaux IQ en bande de base ( <i>schéma issu de la publication [43]</i> ) . . . . .	80
2.15	Schéma de principe du convertisseur "Buck-Boost" ( <i>schéma issu de la publication [44]</i> ) . . . . .	81
2.16	Schéma de principe du convertisseur SEPIC ( <i>schéma issu de la publication [45]</i> ) . . . . .	82
2.17	Système de commande de polarisation analogique . . . . .	82
2.18	Synoptique de la topologie choisie . . . . .	85
2.19	Synoptique de la topologie choisie . . . . .	86
2.20	Spectre théorique en sortie du modulateur $\Sigma\Delta$ . . . . .	87
2.21	Synoptique de la topologie choisie. $f_s = 10\text{MHz}$ . . . . .	88
2.22	Principe de base d'un modulateur classe S . . . . .	89
2.23	Schéma de principe du modulateur classe S simulé sous LTSPICE . . . . .	90
2.24	Principe de la simulation réalisée sous LTSPICE . . . . .	90
2.25	Tension en sortie du modulateur classe S sur une charge de 3.6 $\Omega$ lorsque ce dernier est soumis à deux signaux avec des rapports cycliques différents ( $\alpha_1 = 0.7$ & $\alpha_2 = 0.3$ ) . . . . .	91
2.26	Carte de commande de polarisation de drain . . . . .	92
2.27	Photo de la carte de commande de polarisation de drain . . . . .	93
2.28	Tension, courant et puissance sur une charge de 3.6 $\Omega$ en sortie de la carte de gestion de polarisation de drain - Débit Symbole = 500kBauds . . . . .	94

---

2.29	Spectre normalisé de la puissance de sortie du circuit de polarisation dynamique avec un RBW = 1kHz . . . . .	95
2.30	Schéma de principe . . . . .	96
2.31	Synoptique d'un commutateur de deux tensions d'alimentation . . . . .	97
2.32	Principe de commande de transistor HBTs (Schéma issu de la publication [68]) . . . . .	97
2.33	Principe de commande de transistor HBTs : Nombre de tensions commutées (Graphique issu de la publication [68]) . . . . .	98
2.34	Principe de commande d'un amplificateur bande Ka. Modulation 16QAM .	99
2.35	Système de commande de polarisation par commutation (schéma tiré de la publication [70]) . . . . .	99
2.36	Principe de base de la commande de polarisation par commutation . . . .	101
2.37	Définition des tensions et des courants aux différents noeuds du circuits .	101
2.38	Représentation des courants et des tensions aux différents noeuds d'une cellule pendant un cycle complet de commutation des trois tensions d'alimentation . . . . .	102
2.39	Circuit équivalent à l'état "OFF" . . . . .	103
2.40	Circuit équivalent pendant la transition de l'état "OFF" à l'état "ON" . . .	104
2.41	Circuit équivalent à l'état "ON" . . . . .	104
2.42	Circuit équivalent pendant la transition de l'état "ON" à l'état "OFF" . . .	105
2.43	Signaux sur une charge de 10 $\Omega$ et de commande des commutateurs de sortie	106
2.44	Design complet de la carte commutation . . . . .	107
2.45	Photo de la carte commutation . . . . .	108
2.46	Tensions au noeuds du module de commutation lorsque l'on rend les cellules passantes successivement . . . . .	108
2.47	Tensions au noeuds du module de commutation lorsque l'on bloque les cellules successivement . . . . .	109
2.48	Comparaison modèle-mesure lorsque chacune des cellules est soumise à un signal carré (en opposition de phase) de fréquence 10MHz . . . . .	110
2.49	Spectre normalisé en sortie du commutateur pour les mêmes conditions de fonctionnement que précédemment . . . . .	111
3.1	Schéma électrique de l'amplificateur large bande 100W utilisé . . . . .	121
3.2	Photo de l'amplificateur large bande 100W utilisé . . . . .	122
3.3	Adaptation de sortie de l'amplificateur. Schéma équivalent en HF. . . . .	123
3.4	Circuit R-C de contre-réaction . . . . .	123
3.5	Circuit de polarisation de drain - Chemins du courant DC . . . . .	124
3.6	Circuit de polarisation de grille . . . . .	125
3.7	Tracé du diagramme de bode du circuit de polarisation de grille . . . . .	125
3.8	Banc de caractérisation CW . . . . .	126
3.9	Performances de l'amplificateur pour $V_{BIAS}=5.13V$ et $V_D=28V$ . . . . .	127
3.10	Principe de la commande de polarisation appliquée à un signal 16QAM non filtré . . . . .	129
3.11	Tensions de drain choisies pour maintenir un gain complexe constant . . .	130
3.12	Lois de commande optimale de polarisation de drain dans la bande 50-500MHz . . . . .	131
3.13	Comparaison des performances en puissance entre le modèle S2D et les mesures de l'amplificateur 100W large bande . . . . .	132

3.14	Comparaison du rendement en puissance ajoutée entre le modèle S2D et les mesures de l'amplificateur 100W large bande . . . . .	132
3.15	Principe du système mis en place sous le logiciel ADS . . . . .	133
3.16	Constellations de sortie pour les trois cas de figure envisagés . . . . .	135
3.17	Banc de mesure . . . . .	136
3.18	Photo du banc de mesure mis en place . . . . .	137
3.19	Constellations de sortie lorsque l'amplificateur est soumis à un signal 16QAM non filtré . . . . .	139
3.20	Constellations de sortie lorsque l'amplificateur est soumis à un signal 16QAM filtré . . . . .	140
3.21	Comparaison des performances de l'amplificateur à polarisation fixe ( $V_{GS0} = 5V$ & $V_{DS0} = 24V$ ) et avec le système de commande sur une dynamique en puissance de plus de 15dB . . . . .	141
3.22	Plan d'extraction des caractéristiques de puissance de l'amplificateur . . . . .	142
3.23	Exemple d'extraction des polynômes sur un amplificateur donné . . . . .	143
3.24	Inversion du polynôme de conversions AM/AM d'un amplificateur donné . . . . .	143
3.25	Application de la prédistorsion aux signaux en bande de base . . . . .	144
3.26	Influence de la predistorsion sur la courbe de conversions AM/AM . . . . .	145
3.27	Comparaison des spectres de sortie de l'amplificateur sans commande et le système complet associé à une prédistorsion ( <u>Polarisation fixe</u> :PAE = 39.9%, $P_{SORTIE} = 47\text{dBm}$ , EVM = 11.3% & <u>Système de commande</u> :PAE = 48%, $P_{SORTIE} = 47.1\text{dBm}$ , EVM = 2.8% & <u>Système complet</u> :PAE = 47%, $P_{SORTIE} = 46.8\text{dBm}$ , EVM = 0.9%) . . . . .	146
3.28	Influence de la contre-réaction . . . . .	147
3.29	Réduction de la valeur de la capacité de contre-réaction . . . . .	147
3.30	Performances de l'amplificateur soumis à un signal 16QAM de puissance moyenne 32dBm . . . . .	149
3.31	Performances de l'amplificateur soumis à un signal 16QAM de puissance moyenne 32dBm . . . . .	150
3.32	Relevé des performances de l'amplificateur RF sans commande de polarisation ( $V_{DS0} = 24V$ & $V_{GS0} = 5V$ ) et avec le système complet de polarisation . . . . .	151
3.33	Relevé des performances DC en sortie de la carte commande pour un débit de 10kBauds . . . . .	152
3.34	Relevé des performances DC en sortie de la carte commande pour un débit de 250kBauds . . . . .	153
3.35	PAE et EVM de l'amplificateur 100W dans la bande RF de fonctionnement en fonction du débit de modulation . . . . .	154
3.36	Évolution du PAE dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur . . . . .	156
3.37	Évolution de l'ACPR dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur . . . . .	156
3.38	Tracé des spectres en sortie de l'amplificateur pour une fréquence RF de 250MHz . . . . .	157
3.39	Évolution de la température du boîtier des transistors montés en "push-pull" (BLF647) en fonction du temps avec et sans commande de polarisation . . . . .	158
4.1	Banc de mesure IV pulsé d'XLIM site de Brive la Gaillarde (source : thèse n° 7-2008 de l'université de LIMOGES) . . . . .	166

4.2	Influence des pièges de drain sur les performances DC des transistors GaN 16×100μm . . . . .	167
4.3	Influence des pièges de grille sur les performances DC des transistors GaN 16×100μm . . . . .	168
4.4	Influence de la thermique sur les performances DC des transistors GaN 16×100μm . . . . .	168
4.5	Topologie de modèle utilisée pour les transistors GaN . . . . .	169
4.6	Modèle complet des transistors GaN . . . . .	171
4.7	Circuits de pièges de drain et de grille . . . . .	172
4.8	Comparaison modèle-mesure petit signal des transistors 16×100μm pour un point de polarisation donné ( $V_{DS} = 28V$ & $I_{DS} = 350mA$ ) . . . . .	173
4.9	Simulation en puissance d'un transistor 16×100μm pour le point de polarisation $V_{DS0} = 28V$ & $I_{DS0} = 350mA$ et une fréquence de 8GHz . . . . .	174
4.10	Cycle de charge pour $P_S = 32dBm$ et $Z_L = 11+j0$ à une fréquence de 8GHz	174
4.11	Synoptique amplificateur GaN bande X . . . . .	175
4.12	Performances de l'amplificateur à la fréquence de 8GHz . . . . .	176
4.13	Performances dans la bande 7.9-8.3GHz . . . . .	176
4.14	Gain petit signal de l'amplificateur dans la bande 0.1@14GHz . . . . .	177
4.15	Facteur k et déterminant $\Delta$ avant stabilisation . . . . .	178
4.16	Circuit de stabilisation mise en oeuvre . . . . .	178
4.17	Gain petit signal de l'amplificateur GaN après stabilisation sur la grille . . . . .	179
4.18	facteur k et déterminant $\Delta$ après stabilisation . . . . .	179
4.19	Principe de la simulation avec STAN . . . . .	180
4.20	Principe de la simulation en boucle ouverte . . . . .	181
4.21	Instabilité en régime non linéaire . . . . .	182
4.22	Stabilisation de l'amplificateur par un circuit R-C parallèle au chemin DC	182
4.23	Module et phase de la fonction de transfert $H(j\omega)$ en boucle ouverte après stabilisation . . . . .	183
4.24	Etude de la stabilité en boucle fermée . . . . .	183
4.25	Masque de l'hybride d'entrée . . . . .	185
4.26	Masque de l'hybride de sortie . . . . .	186
4.27	Dessin complet de l'amplificateur GaN . . . . .	187
4.28	Simulation 2.5D de l'hybride d'entrée . . . . .	188
4.29	Simulation 2.5D de l'hybride de sortie . . . . .	188
4.30	Photo de l'amplificateur GaN 10W . . . . .	189
4.31	Principe de la simulation système réalisée . . . . .	190
4.32	Cas1 : résultats de simulation lorsque l'amplificateur fonctionne sans recul en puissance soit une puissance moyenne d'entrée de 30dBm ( $V_{DS0} = 28V$ & $I_{DS0} = 350mA$ ) . . . . .	191
4.33	Cas2 : résultats de simulation lorsque l'amplificateur fonctionne avec recul en puissance d'entrée de 6dB soit une puissance moyenne d'entrée de 24dBm ( $V_{DS0} = 28V$ & $I_{DS0} = 350mA$ ) . . . . .	192
4.34	Cas3 : résultats de simulation lorsque l'amplificateur fonctionne à pleine puissance sans recul en puissance soit une puissance moyenne d'entrée de 30dBm ( $V_{DS0} = 28V$ & $I_{DS0} = 350mA$ ) . . . . .	193
4.35	Test set du Wiltron 360B en configuration puissance . . . . .	194
4.36	Banc de mesure mise en place . . . . .	195

4.37	Comparaison mesures-simulations "petit signal" de l'amplificateur GaN après réglage du circuit . . . . .	195
4.38	Rétro-simulation petit-signal de l'amplificateur - comparaison mesures/modèle . . . . .	196
4.39	Mesures en puissance de l'amplificateur GaN . . . . .	197
4.40	Correction de 3dB apportées sur la gain mesuré de l'amplificateur GaN . .	198





# Liste des tableaux

1.1	Tableau récapitulatif des facteurs crêtes pour différents signaux modulés .	32
1.2	Bilan des publications présentées sur le contrôle des tensions de polarisation	54
2.1	Comparaison des paramètres physiques des différents matériaux semi-conducteurs . . . . .	70
2.2	Bilan des performances des systèmes de commande analogique . . . . .	84
2.3	Bilan des performances des systèmes de commande par commutation . . .	100
2.4	Comparaison des performances entre les simulations et la mesure du module de commutation avec deux cellules pour un signal carré de fréquence 10MHz appliqué à l'entrée . . . . .	109
3.1	Performances de l'amplificateur dans la bande 50-500MHz . . . . .	128
3.2	Couple de polarisation choisi . . . . .	133
3.3	Trois cas simulés . . . . .	134
3.4	Conditions de polarisation . . . . .	138
4.1	Comparaisons des performances des amplificateurs de puissance GaN bande X et au delà publiées . . . . .	165
4.2	Stabilité de l'amplificateur sur la dynamique de tensions de polarisation (IS : Inconditionnellement stable et CS : Conditionnellement stable) . . . .	184
4.3	Récapitulatif des trois conditions de polarisation . . . . .	190

# Introduction générale

L'échange croissant d'information entre les individus nécessite l'utilisation de systèmes de communications, civils et militaires, de plus en plus complexes. Les cellules amplificatrices les constituant sont soumises à de fortes contraintes. La demande d'une qualité de service irréprochable nécessite peu d'erreurs pendant l'acheminement de l'information. Pour perturber le moins possible l'intégrité de ces signaux, il est important que les systèmes d'émission et de réception soient les plus linéaires possibles. La portabilité et l'intégrabilité des systèmes imposent à leur concepteur de réduire la consommation et la taille des amplificateurs de puissance.

Cette nécessité d'améliorer le rendement et la linéarité des amplificateurs de puissance abouti aux développements de techniques diverses. Elles peuvent être classifiées en deux grandes familles : les techniques de linéarisation pour lesquelles l'action porte sur le signal (correction, pré-distorsion...) et les techniques de gestion dynamique de puissance pour lesquelles l'action concerne le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur (polarisation, charge...).

Pendant la dernière décennie, un nouveau matériau semi-conducteur, le GaN a été développé et constitue une véritable rupture technologique dans le domaine de l'amplification de puissance aux fréquences microondes. Ses potentialités en densité de puissance et en température de fonctionnement rendent cette filière particulièrement adaptée aux futurs systèmes de Télécommunications. Les premiers composants commencent à être commercialisés et de nombreux progrès restent encore à faire pour fiabiliser la filière et réduire les phénomènes parasites tels que les effets de pièges.

Le travail réalisé pendant ces travaux de thèse se situe dans ce contexte : application de la technique de commande de polarisation aux amplificateurs de puissance en technologie LDMOS ("Laterally Diffused Metal Oxid Semi-conductor") et GaN.

Ce manuscrit se décompose en quatre chapitres : Dans une première partie, nous proposons un état de l'art non exhaustif des différentes techniques de linéarisation et de contrôle dynamique de polarisation en mettant l'accent sur l'ET ("*Envelope Tracking*"), concept réutilisé au cours de nos travaux pour le développement des modules d'alimentation.

Dans une seconde partie, nous proposons une présentation des deux filières utilisées (LDMOS et GaN) au cours de ces travaux de thèse ainsi que la présentation et le développement des deux topologies d'alimentations variables pour piloter la polarisation d'amplificateur de puissance RF. L'accent est mis sur la topologie innovante mise en oeuvre pour lever en partie le verrou technologique limitant l'utilisation de système combinant de grandes vitesses de commutation et de fortes puissances.

Dans un troisième chapitre, nous présentons la mise en oeuvre pratique d'un des systèmes de commande développé pour un amplificateur large bande (50-500MHz) en technologie Mosfet. Une description précise de la méthodologie utilisée pour caractériser

l'amplificateur en vue d'appliquer une commande efficace de polarisation est proposée. Enfin, la mesure avec des signaux modulés valide le principe de l'ET pour des niveaux de puissance supérieurs à 100W crête et une large bande de fréquences RF.

La quatrième partie détaille l'ensemble de la méthodologie de conception de l'amplificateur GaN prenant en compte les contraintes liées à une commande de polarisation. Nous commençons par la présentation des transistors GaN utilisés pour la cellule amplificatrice. Par la suite, les différentes méthodes de conception, pour stabiliser l'amplificateur en conservant une bande passante raisonnable des circuits de polarisation, sont présentées.

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

# Chapitre 1 :

## Amplification RF et HF à gestion de puissance : état de l'art





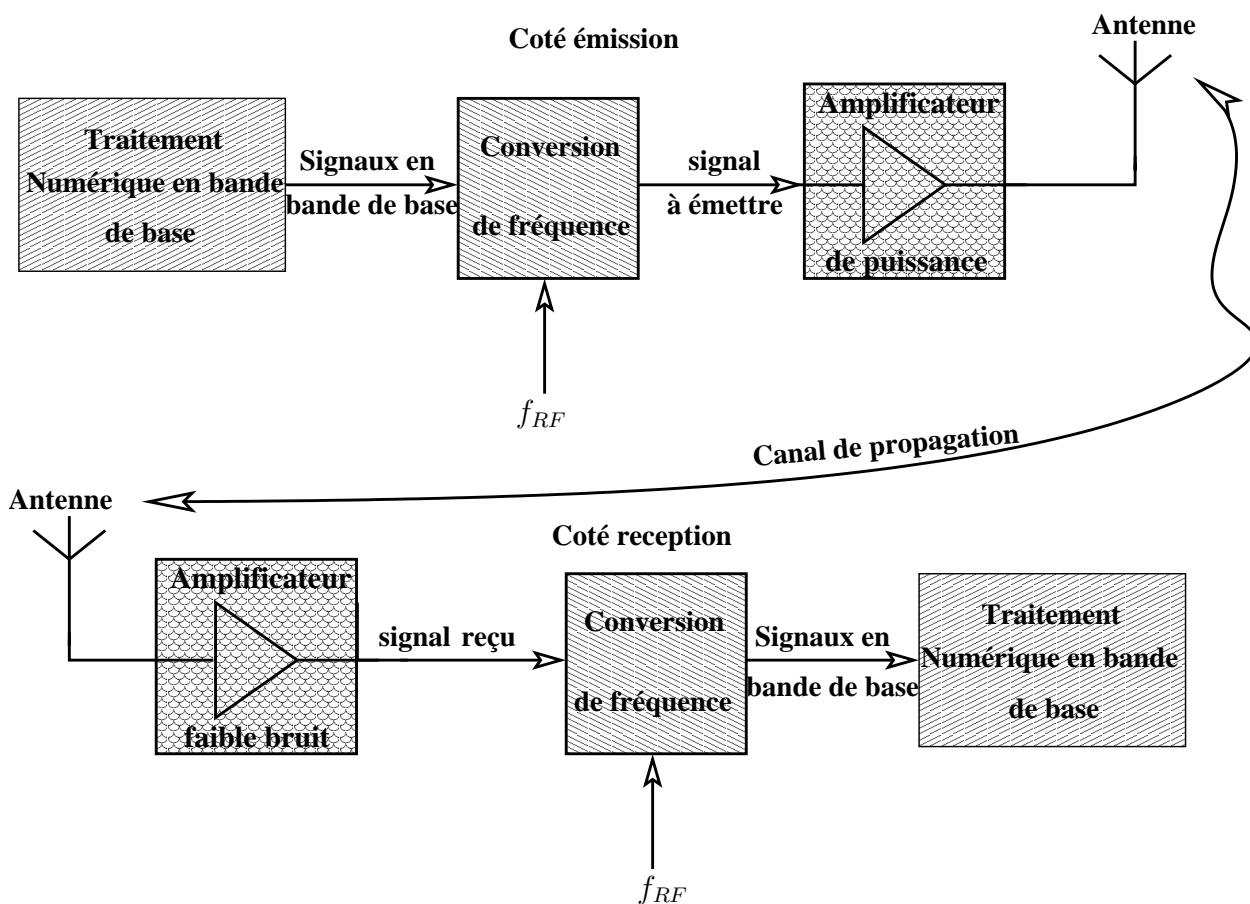


FIG. 1.1 – Positionnement des amplificateurs de puissance dans une chaîne télécoms

d'amplificateur adapté sur  $50\Omega$  (impédance utilisée comme référence dans la plupart des applications Télécoms).

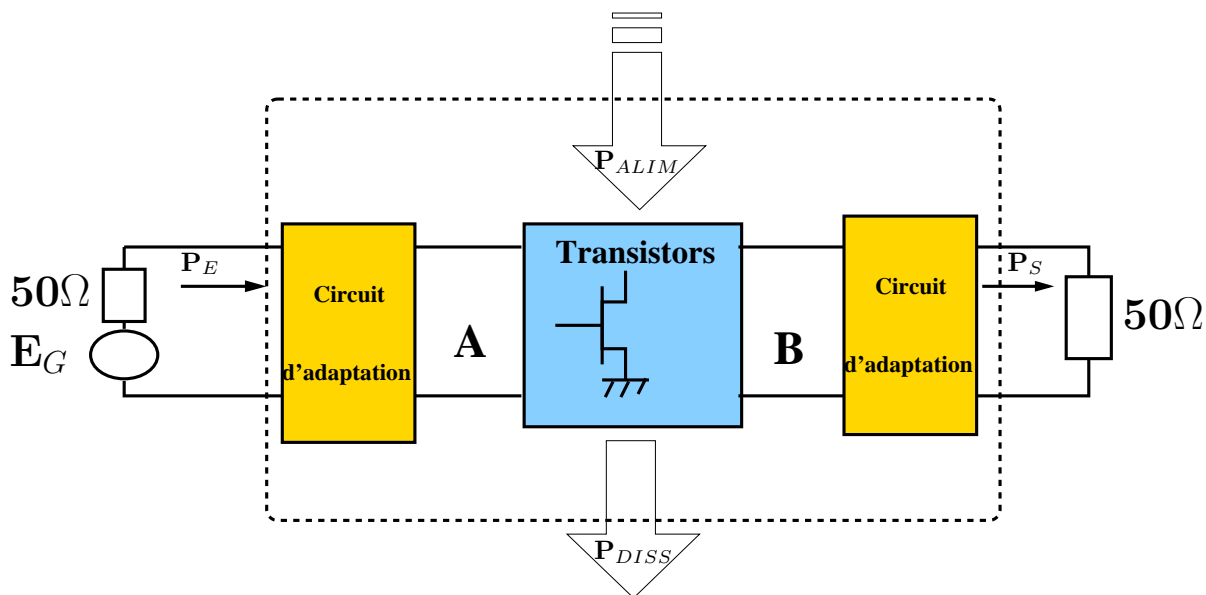


FIG. 1.2 – Schématisation d'un amplificateur de puissance

Les différentes puissances mises en jeu sont représentées :

- Puissance d'entrée à la fréquence nominale =  $P_E$
- Puissance de sortie à la fréquence nominale =  $P_S$
- Puissance fournie par les sources de courant continu =  $P_{ALIM}$
- Puissance dissipée par effet joule =  $P_{DISS} = P_E + P_{ALIM} - P_S$

Les puissances d'entrée et de sortie sont définies par les formules données ci-dessous :

$$\begin{aligned} P_E(W) &= 0.5 \times Re(\bar{V}_E \times conj(\bar{I}_E)) \\ P_S(W) &= 0.5 \times Re(\bar{V}_S \times conj(\bar{I}_S)) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Le gain en puissance de l'amplificateur ( $G_P$ ) est défini comme le rapport entre les puissances de sortie et d'entrée (eq.(1.2)).

$$G_P = P_S/P_E \quad (1.2)$$

En général, ces grandeurs sont exprimées en décibels (eq.(1.3)).

$$\left. \begin{aligned} P_E(dBm) &= 10 \times \log(1000 \times P_E) \\ P_S(dBm) &= 10 \times \log(1000 \times P_S) \\ G_P(dB) &= 10 \times \log(G_P) \end{aligned} \right\} \quad (1.3)$$

Une autre grandeur représentative des performances d'un amplificateur de puissance est le rendement en puissance ajoutée ou PAE (*Power Added Efficiency*), il s'exprime sous la forme suivante :

$$PAE(\%) = \frac{(P_S - P_E)}{P_{ALIM}} \quad (1.4)$$

Pour les amplificateurs adaptés sur  $50\Omega$ , le maximum de puissance en sortie est obtenu si le circuit d'adaptation ramène l'impédance optimale aux bornes du transistor ( $B$ ). Le circuit d'adaptation d'entrée permet de réaliser la transformation de l'impédance d'entrée  $Z_E$  du transistor chargé vers  $50\Omega$ .

Le tracé des caractéristiques dynamiques ( $P_S = f(P_E)$ , Gain =  $f(P_E)$ , PAE =  $f(P_E)$ ) montre les limitations en puissance. La caractéristique  $P_S = f(P_E)$  présente trois zones dans le tracé : le fonctionnement linéaire, la zone de compression et la zone de saturation. Deux informations supplémentaires sont souvent fournies : la puissance à 1dB de compression et/ou la puissance à 3dB de compression.

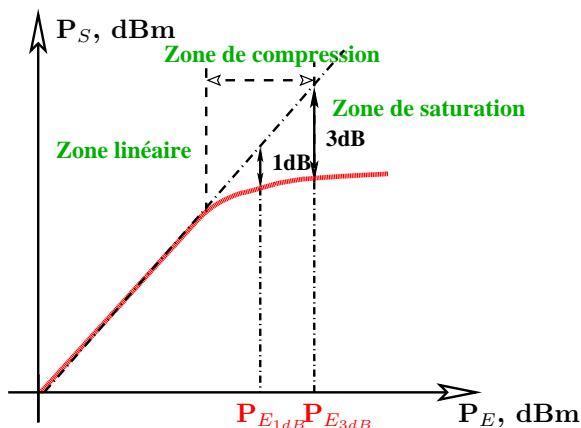


FIG. 1.3 – Représentation de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée d'un amplificateur de puissance

Pour compléter ces informations, des courbes de gain complexe (module et phase) et de rendement en puissance ajoutée (PAE) sont présentées (fig.1.4). Les courbes de gain sont aussi appelées conversions AM/AM (*module*) & AM/PM (*phase*). Elles traduisent les effets non linéaires des éléments actifs utilisés pour la conception des amplificateurs de puissance.

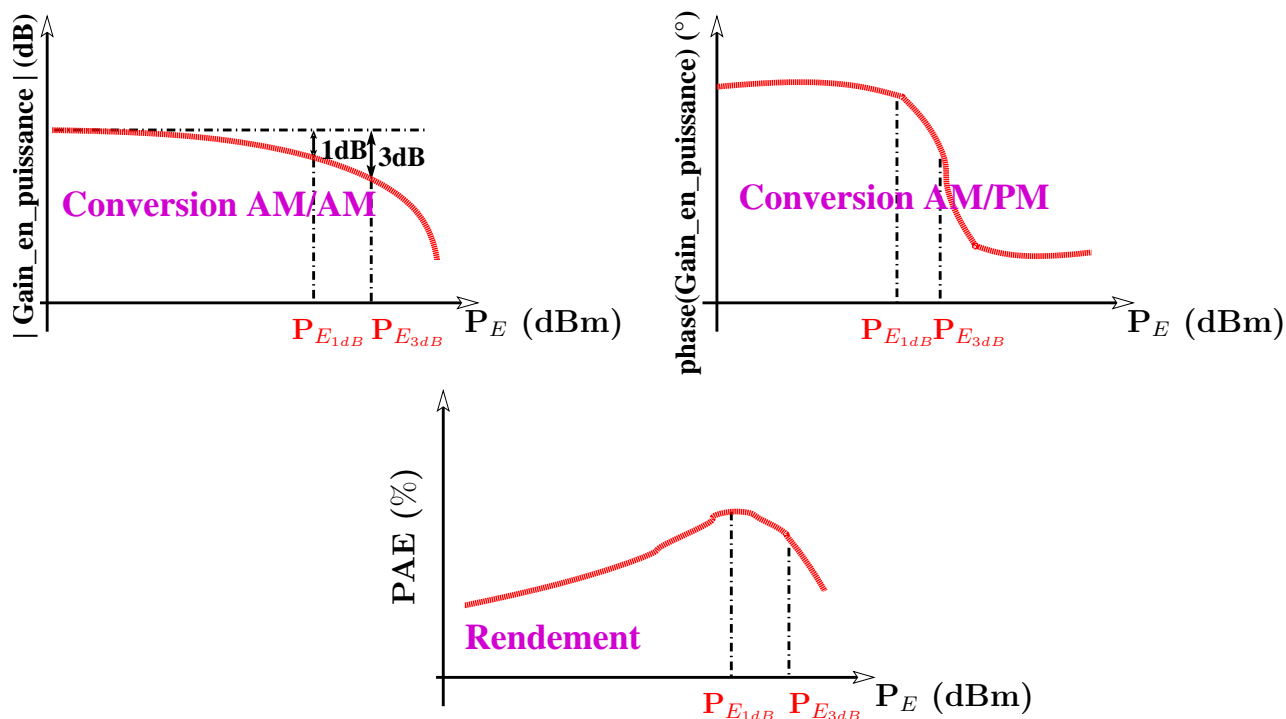


FIG. 1.4 – Tracé du gain complexe (module et phase) et du rendement en puissance ajoutée en fonction de la puissance d'entrée pour un point de polarisation donné ( $V_{DS0}$  &  $V_{GS0}$ )

Nous reviendrons dans les paragraphes suivants sur l'importance de ces courbes lors

de l'intégration des cellules amplificatrices dans les systèmes de communication.

### 1.2.2 Linéarité

L'utilisation croissante de modulations numériques à fortes efficacités spectrales nécessite d'avoir une très bonne linéarité pour ne pas dégrader l'intégrité du signal à transmettre. Plusieurs paramètres servent à définir la linéarité d'un système. Quatre sont communément utilisés : l'ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*), l'EVM (*Error Vector Measurement*), le NPR (*Noise Power Ratio*) et le C/I3 (*Third Order Inter-modulation*).

• Définition de l'ACPR : Une mesure d'ACPR s'effectue à partir d'un signal ayant un spectre centré à la fréquence de travail avec une bande passante correspondant à la bande utile de transmission. Sur le spectre de sortie (fig.1.5), le passage du signal dans l'amplificateur de puissance provoque une remontée des lobes secondaires (*traduction d'une perturbation sur les canaux adjacents*). Le paramètre d'ACPR est défini comme la différence (*en décibel*) entre le niveau de puissance du signal utile et celui des lobes latéraux sur une bande  $\Delta f$  à une distance  $\Delta f'$  du milieu de la bande utile à transmettre.

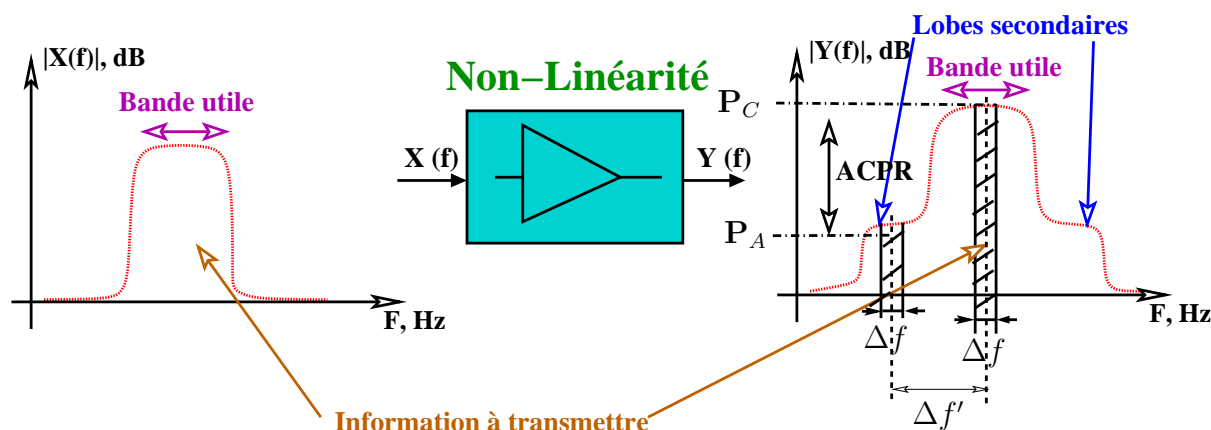


FIG. 1.5 – Définition de la mesure d'ACPR

Une dissymétrie entre le lobe droit et le lobe gauche conduit parfois à définir (*de la même manière que précédemment*) un ACPR gauche et droit. Typiquement, pour les systèmes UMTS, un ACPR de -43dB [1] sur une bande de 5MHz à 10MHz de la porteuse est demandé par les opérateurs pour éviter de perturber les canaux adjacents.

• Définition de l'EVM : La mesure d'EVM (fig.1.6) s'effectue à partir de la comparaison entre un signal amplifié idéalement et le signal en sortie de l'amplificateur. Cette mesure s'effectue sur les signaux en bande de base dans le plan (I,Q) complexe. Il faut donc démoduler le signal pour récupérer les signaux IQ en bande de base et les normaliser. L'EVM est défini comme étant l'écart quadratique moyen entre la position

optimale et celle obtenue après amplification (eq.(1.5)).

$$EVM(\%) = 100 \times \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \times \sum_{k=1}^N |S_{kideal} - S_{kreel}|^2}{\frac{1}{N} \times \sum_{k=1}^N S_{kideal}^2}} \quad (1.5)$$

En fonction du type d'application et du niveau de puissance mis en jeu, les concepteurs de système admettent une tolérance plus ou moins grande. Dans le cas de l'UMTS, ils acceptent un EVM maximum de 17.5% à pleine puissance [1].

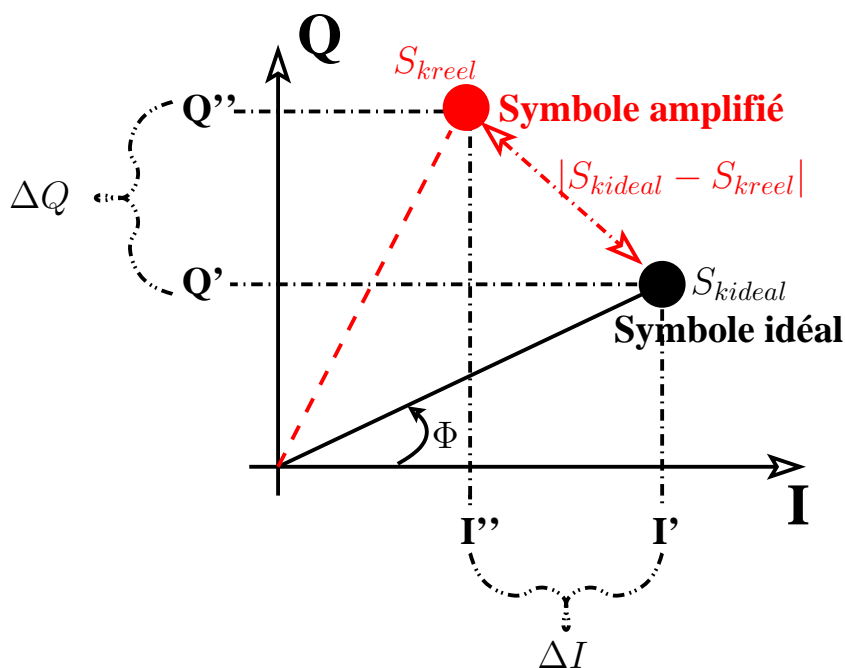


FIG. 1.6 – Principe de la mesure d'EVM décrite pour un symbole du plan complexe IQ

Ce paramètre est intéressant pour caractériser les non-linéarités d'un amplificateur car les écarts  $\Delta Q$  et  $\Delta I$  sont directement liés aux caractéristiques de conversion AM/AM et AM/PM (cf thèse Stéphane Forestier [45]).

- Définition du NPR :

Le "Noise Power Ratio" (NPR) est utilisé pour caractériser la linéarité des amplificateurs. Il repose sur l'utilisation d'un bruit Gaussien à bande limitée (spectre continu) comme signal d'excitation à l'entrée de l'amplificateur de puissance.

La mise en place d'un tel signal sur les bancs de mesure est difficile. Par conséquent, des signaux s'approchant de ceux souhaités ont été développés. Plusieurs approches sont possibles : la première utilise la méthode dite du "trou" et la seconde utilise l'inter-corrélation de signaux.

**Détermination du NPR par la méthode des trous :**

Le signal appliqué à l'entrée de l'amplificateur est composé de N porteuses dont M ont été supprimées de la bande de fréquence (fig.1.7), d'où la notion de "trou".

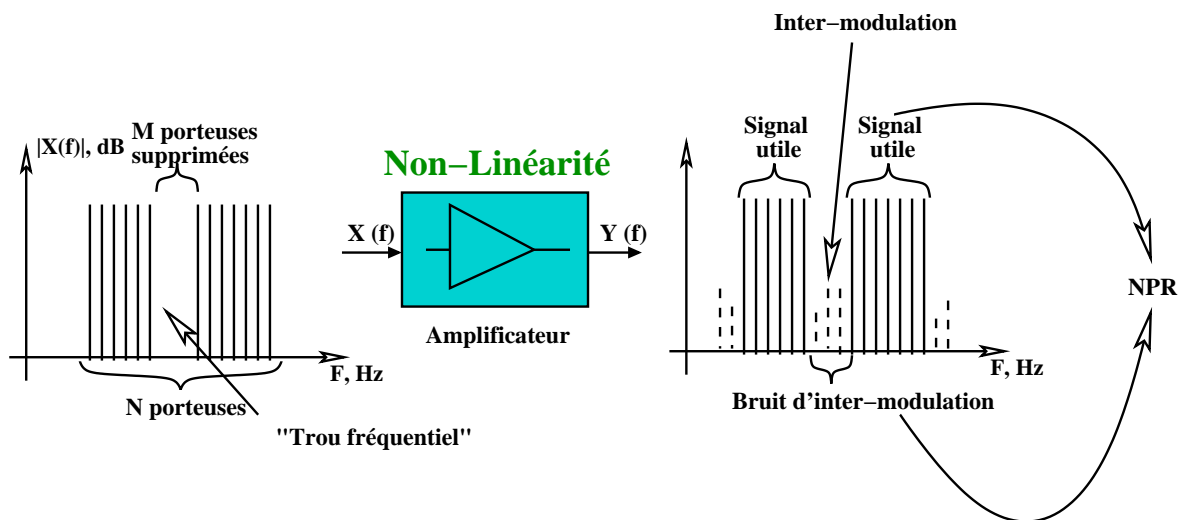


FIG. 1.7 – Spectres en entrée et en sortie de l'amplificateur de puissance lors de la caractérisation du NPR par la méthode du "trou"

Le passage de ce signal dans les non linéarités de l'amplificateur de puissance génère des produits d'inter-modulation. Ces raies représentent le bruit d'inter-modulation apporté par l'amplificateur. Le NPR est défini comme le rapport entre la puissance moyenne du signal utile et celle du bruit d'intermodulation (eq.1.6). Il est très souvent exprimé en dB.

$$NPR(dB) = 10 \times \log\left(\frac{P_{Signal\ utile}}{P_{bruit}}\right) \tag{1.6}$$

L'inconvénient majeur de cette technique est sa dépendance à la taille du "trou" fréquentiel généré à l'entrée de l'amplificateur. Pour limiter cet effet, une autre méthode est aussi utilisée : la détermination par inter-corrélation.

**Détermination du NPR par la méthode d'inter-correlation :**

Pour cette méthode, le spectre complet est appliqué à l'entrée du dispositif (fig.1.8)

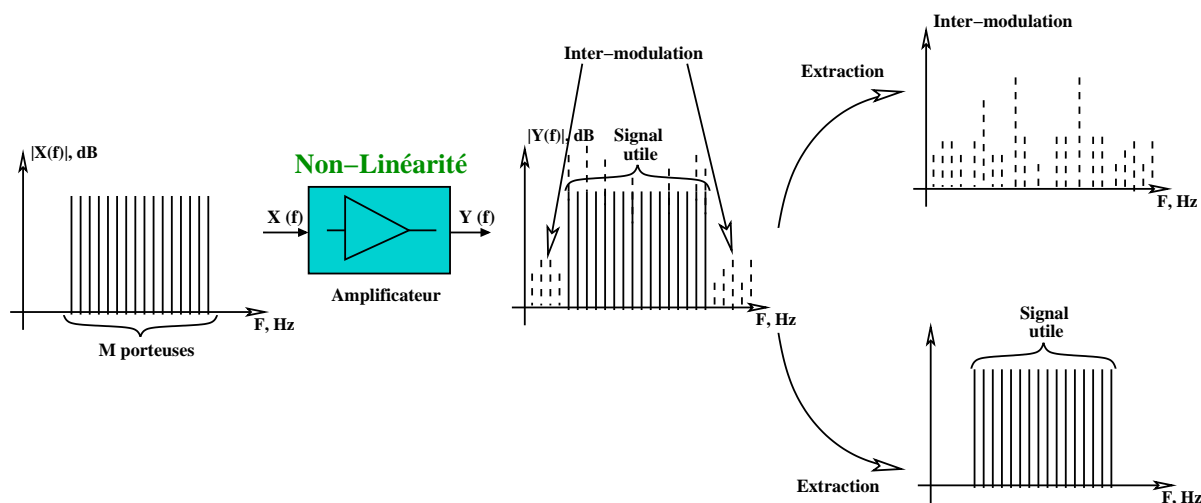


FIG. 1.8 – Spectres en entrée et en sortie de l'amplificateur de puissance lors de la caractérisation du NPR par la méthode d'inter-modulation

Cette fois-ci, les produits d'inter-modulation se reportent sur toutes les composantes du signal utile et sur les lobes adjacents. Pour calculer le NPR, une extraction du signal utile et du bruit est nécessaire. Pour cela, une séparation de la fonction linéaire d'amplification et du bruit additif est réalisée (figure 1.8).

Le rapport entre la densité spectrale de puissance du signal utile et celle du bruit additif représente le NPR de l'amplificateur en question. Une étude plus poussée des avantages et des inconvénients de ces techniques est proposée dans la thèse de Tibault Reveyrand [2].

• Définition du C/I3 :

Pour la détermination de ce paramètre, un signal avec au moins deux porteuses est appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance. En sortie, des raies d'inter-modulation situées à  $\pm nf_1 \pm mf_2$  sont générées par les non-linéarités de l'amplificateur. L'ordre du rapport entre la puissance de la porteuse et celle des produits d'inter-modulation est donné par la somme,  $|n|+|m|$ .

Le rapport C/I d'ordre 3 est très utilisé pour définir la linéarité des amplificateurs de puissance pour la téléphonie mobile. Il est défini comme étant le rapport entre les deux raies porteuses à  $f_1$  et à  $f_2$  avec les puissances de sortie des raies d'inter-modulation ( $2f_1-f_2$  ou  $2f_2-f_1$ ) (Fig.1.9) lorsque l'amplificateur est excité par un signal bi-ton.

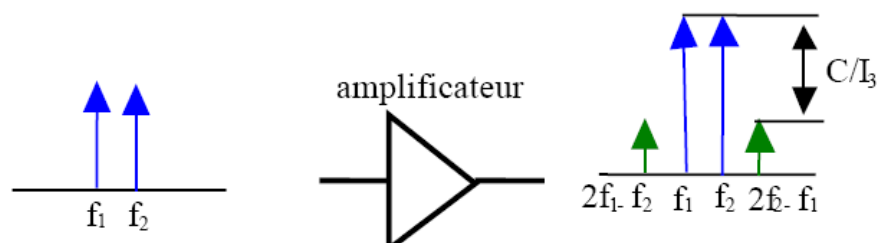


FIG. 1.9 – Détermination du C/I d'ordre 3

Nous venons de présenter des paramètres quantitatifs définissant la linéarité des amplificateurs de puissance. Pour ces travaux de thèse, nous avons utilisé en particulier l'EVM & l'ACPR. L'EVM définit la linéarité de l'amplificateur dans la bande de fonctionnement; il est bien adapté pour déterminer l'impact des conversions AM/AM & AM/PM sur la constellation de modulations numériques. En ce qui concerne l'ACPR, il mesure l'influence de l'amplificateur sur les canaux adjacents. Il est très intéressant pour connaître les perturbations sur les canaux voisins induites par le dispositif.

### 1.2.3 Effet mémoire

Dans les amplificateurs de puissance, les effets mémoires correspondent à une modification de son comportement selon la rapidité de modulation des signaux d'excitation. Le signal de sortie ne dépend pas seulement de l'entrée à un instant  $t$  mais de tous les instants précédents jusqu'à une durée correspondante à la constante de temps de l'effet le plus long. Ils siègent à différents niveaux de l'architecture de l'amplificateur : dans les éléments réactifs des circuits de polarisation, dans les semi-conducteurs, dans les dispositifs d'adaptation large bande.... Ces phénomènes sont souvent scindés en deux catégories : effet à court terme et effet à long terme.

#### 1.2.3.1 Effets mémoire à court terme

Ils sont aussi parfois appelés "effets de mémoire non linéaire haute fréquence". Ils sont provoqués par les constantes de temps courtes présentes dans les circuits d'adaptation et dans la structure physique des composants actifs. Ils sont du même ordre de grandeur que la période de la porteuse. Leurs effets sont directement liés aux caractéristiques du



signal appliqué. Pour les dispositifs à bande limitée, ces effets sont principalement induits par les interactions entre les composants actifs et les réseaux d'adaptation (fig.1.10).

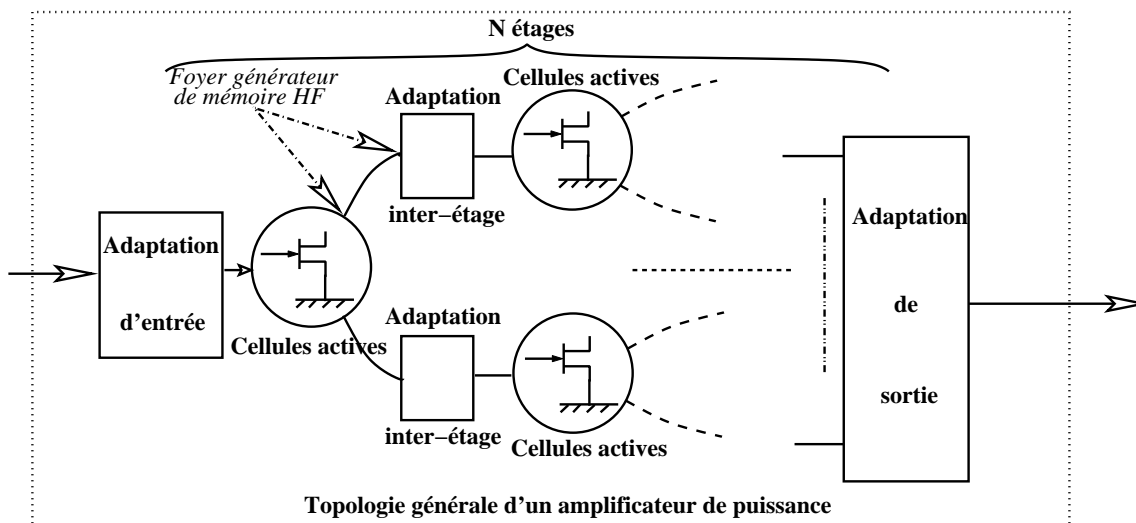


FIG. 1.10 – Interaction entre les éléments actifs et les circuits d'adaptation

Pour des amplificateurs plus large bande (fig.1.11), les éléments les plus pénalisants sont les circuits de contre-réaction nécessaires pour maintenir un gain constant sur une bande de fréquence élevée (*parfois de quelques GHz*) et les inter-connexions inter-étages pour garantir un gain suffisant dans la bande. En pratique, ils peuvent être mis en évidence par l'utilisation d'un signal CW dont l'amplitude et la fréquence varient.

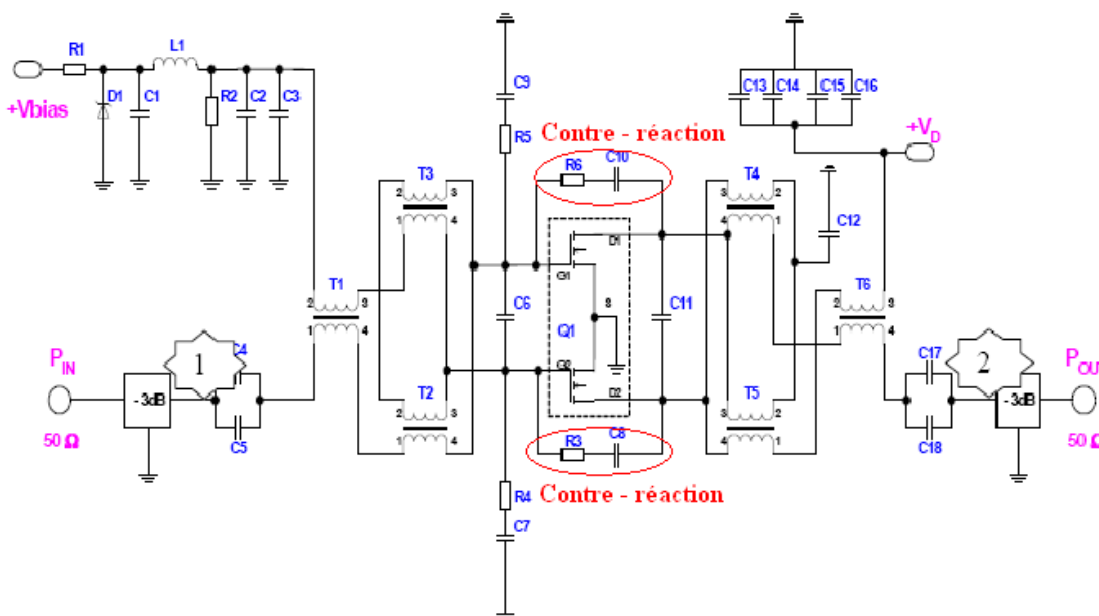


FIG. 1.11 – Amplification large bande - conception Thalès Communications

Les simulations de ces phénomènes sont difficiles à obtenir à cause des difficultés de mesure et de modélisation.

### 1.2.3.2 Effets mémoire à long terme

Les effets mémoire BF sont liés aux variations lentes (*du même ordre de grandeur que la période de l'enveloppe*) des signaux. Les variations en température des composants (*auto-échauffement*) sont entre autres à l'origine de ces phénomènes. Les phénomènes de pièges, les modifications des conditions de polarisation et de charge sont autant de paramètres à prendre en compte pour réduire ces effets indésirables.

Après avoir vu les différentes caractéristiques d'un amplificateur de puissance, nous allons maintenant dédier un paragraphe à l'intégration des amplificateurs de puissance dans les systèmes de télécommunications.

## 1.3 Amplification de puissance : problématique

Situés avant les systèmes d'émission, les amplificateurs de puissance sont soumis à des contraintes plus ou moins fortes en fonction du type d'application. Pour satisfaire le client, les opérateurs de télécommunications recherchent la meilleure qualité de service pour ces usagers en garantissant l'intégrité du signal tout au long de son acheminement. Or, les modulations sont de plus en plus complexes pour transporter une quantité d'information croissante. Un des points importants pour l'amplification est donc **la linéarité**. Les exigences en terme d'autonomie, d'encombrement et de fiabilité sont aussi très importantes. Elles sont directement liées à la consommation des dispositifs et donc **au rendement** de ces derniers. Il est difficile de satisfaire simultanément ces contraintes. La problématique de l'amplification de puissance naît de ce compromis entre rendement et linéarité.

### 1.3.1 Caractéristiques des signaux modulés à enveloppe variable

Tout d'abord, nous allons revenir sur les caractéristiques des signaux à enveloppe variable. Quelques notions doivent être définies pour appréhender le dimensionnement des cellules amplificatrices.

Les principales définitions utilisées sont :

- la puissance instantanée  $p(t)$  se définit comme le produit entre la tension et le courant à un instant  $t$  :

$$p(t) = u(t) \times i(t) \quad (1.7)$$

- la puissance moyenne  $P_{MOY}$  (ou "Average Power") se définit comme la puissance moyenne sur le long terme, c'est à dire une durée d'intégration au moins supérieure à l'inverse de la fréquence maximale de l'enveloppe :

$$P_{MOY} = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \times i(t) dt \quad (1.8)$$

- la puissance d'enveloppe  $P_E(t)$  (ou envelop Power) se définit comme la puissance moyenne du signal modulé (fig.1.12) sur une période de la porteuse.

$$P_E(t) = \int_0^{T_{porteuse}} u(t) \times i(t) dt \quad (1.9)$$

- la puissance crête  $P_{crete}$  (ou Peak Power) qui est le maximum de la puissance d'enveloppe

$$P_{crete} = \max(P_E(t)) \quad (1.10)$$

- le facteur crête  $\xi$  (ou PAPR : Peak to Average Power Ratio) représente le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal modulé

$$\xi = 10 \times \log\left(\frac{P_{crete}}{P_{MOY}}\right) \quad (1.11)$$

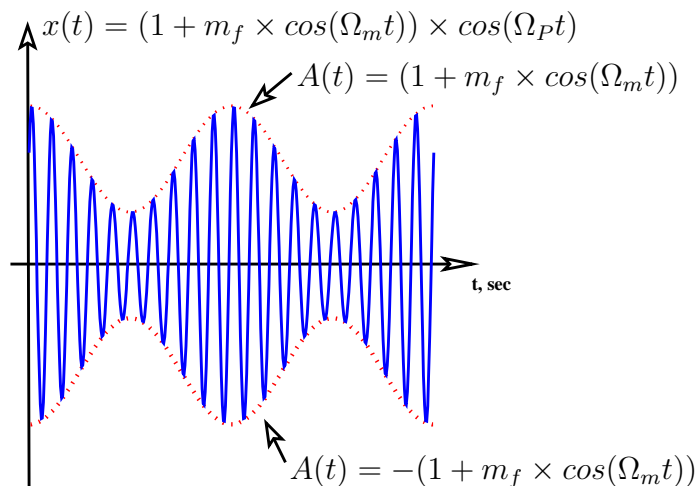


FIG. 1.12 – Modulation AM (DBLPC)

- la dynamique du signal se définit comme la différence en décibel entre la puissance crête et la puissance minimum

$$dynamique = 10 \times \log\left(\frac{P_{crete}}{P_{MIN}}\right) \quad (1.12)$$

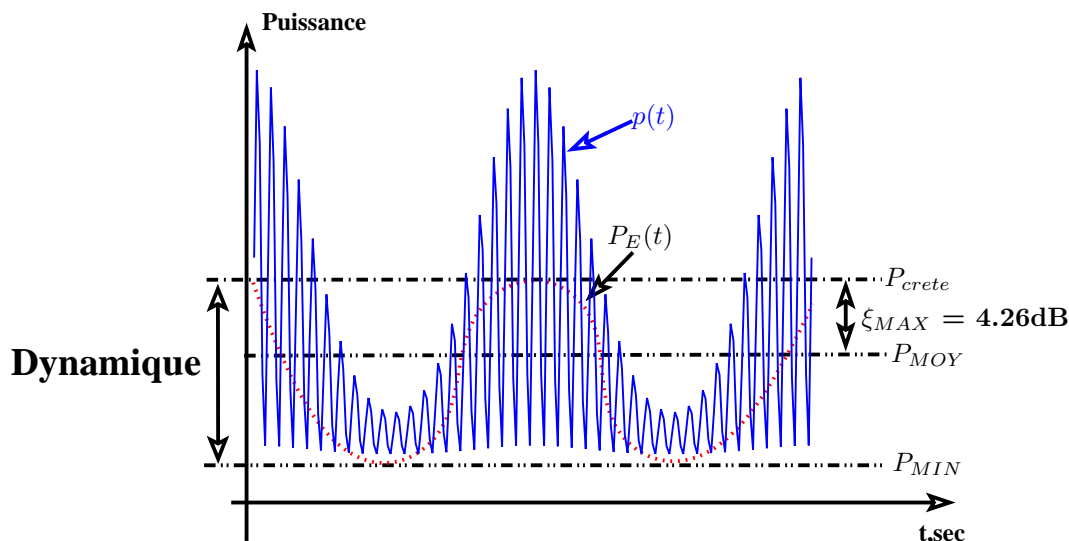
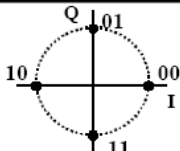
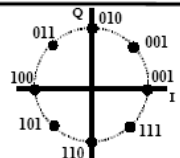
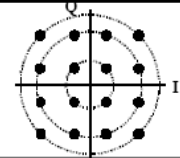
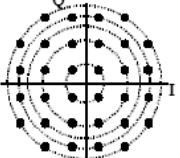


FIG. 1.13 – Représentation des différentes puissance mises en jeu et de la densité de puissance pour une modulation AM

La figure 1.13 montre les différentes puissances mises en jeu pour un signal modulé à Double Bandes Latérales à Porteuse Conservée (DBLPC).

Le facteur crête est un des paramètres qui va servir au dimensionnement des amplificateurs. Sa valeur peut varier en fonction du type de modulation utilisé (voir tableau 1.1).

Modulations Vectorielles	Diagramme IQ	Nombre d'états	$\xi$ (dB)
<b>QPSK</b> 2 bits/symb		Amplitude: 1 Phase: 4	$\xi=0$ : non filtré $\xi=4.6$ : Nyquist ( $\alpha=0.35$ )
<b>8PSK</b> 3 bits/symb		Amplitude: 1 Phase: 8	$\xi=0$ : non filtré $\xi=4.3$ : Nyquist ( $\alpha=0.35$ )
<b>16QAM</b> 4 bits/symb		Amplitude: 3 Phase: 12	$\xi=2.5$ : non filtré $\xi=6.2$ : Nyquist ( $\alpha=0.35$ )
<b>32QAM</b> 5 bits/symb		Amplitude: 5 Phase: 28	$\xi=2.2$ : non filtré $\xi=5.8$ : Nyquist ( $\alpha=0.35$ )
<b>Modulations Multi-porteuses</b>	<b>Caractéristiques</b>		<b><math>\xi</math> (dB)</b>
<b>OFDM</b>	100 porteuses - temps de garde = 10%		$\xi=10.5$

TAB. 1.1 – Tableau récapitulatif des facteurs crêtes pour différents signaux modulés

- la densité de probabilité d'un signal représente le pourcentage de temps où la puissance d'enveloppe atteint un niveau de puissance  $p_i$ . Elle est présentée sous la forme de graphique (fig.1.14) en fonction de la puissance d'enveloppe.

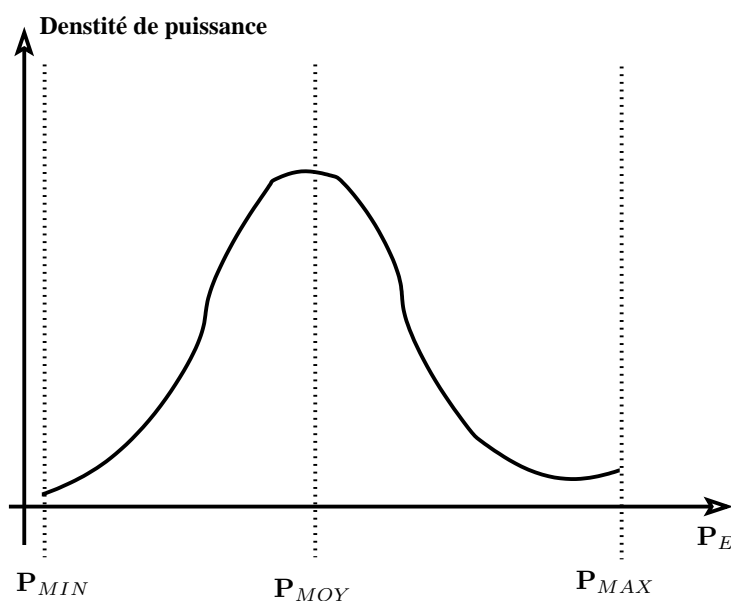


FIG. 1.14 – Représentation de la densité de puissance d'un signal aléatoire

A partir de ces différents critères, le choix des composants et de la topologie de l'amplificateur à concevoir peuvent être déterminés.

### 1.3.2 Problématique de l'amplification de puissance pour des modulations à enveloppe variable

L'amplificateur de puissance doit être capable d'augmenter fortement le niveau du signal sans apporter de distorsions d'amplitude et de phase (*conversion AM/AM & AM/PM*). Sur la figure (fig.1.15), sont représentées les courbes caractéristiques d'un amplificateur de puissance associées aux caractéristiques de puissance (dynamique en puissance & facteur crête) d'un signal à enveloppe variable.

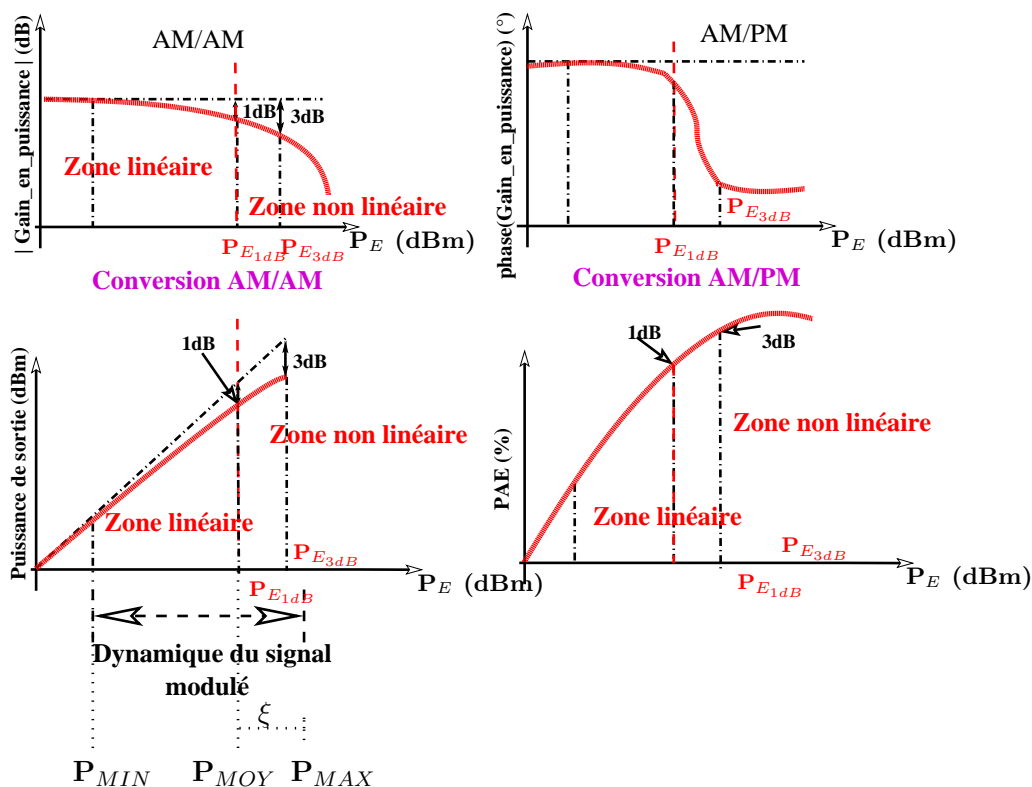


FIG. 1.15 – Courbes caractéristiques de l'amplificateur de puissance - Dynamique du signal modulé

Pour obtenir le meilleur rendement de l'amplificateur, il est nécessaire de se placer à la compression de l'amplificateur. Or, il s'agit de la zone où il est non linéaire (*dégradation de la linéarité*). Il faut donc trouver une autre solution pour s'approcher du meilleur compromis entre rendement et linéarité. À l'heure actuelle, la plupart des systèmes utilisent un recul en puissance (*ou "Backoff"*) pour assurer l'intégrité du signal et donc le bon fonctionnement du système. Sur la figure 1.16, une représentation du recul en puissance nécessaire pour garantir une très bonne linéarité montre la difficulté de maintenir simultanément un bon rendement et une bonne linéarité. En effet, si la linéarité est bonne (*recul suffisant*) alors c'est le rendement qui est dégradé et inversement. Même si le compromis semble peu satisfaisant, la plupart des systèmes actuels utilisent ce concept.

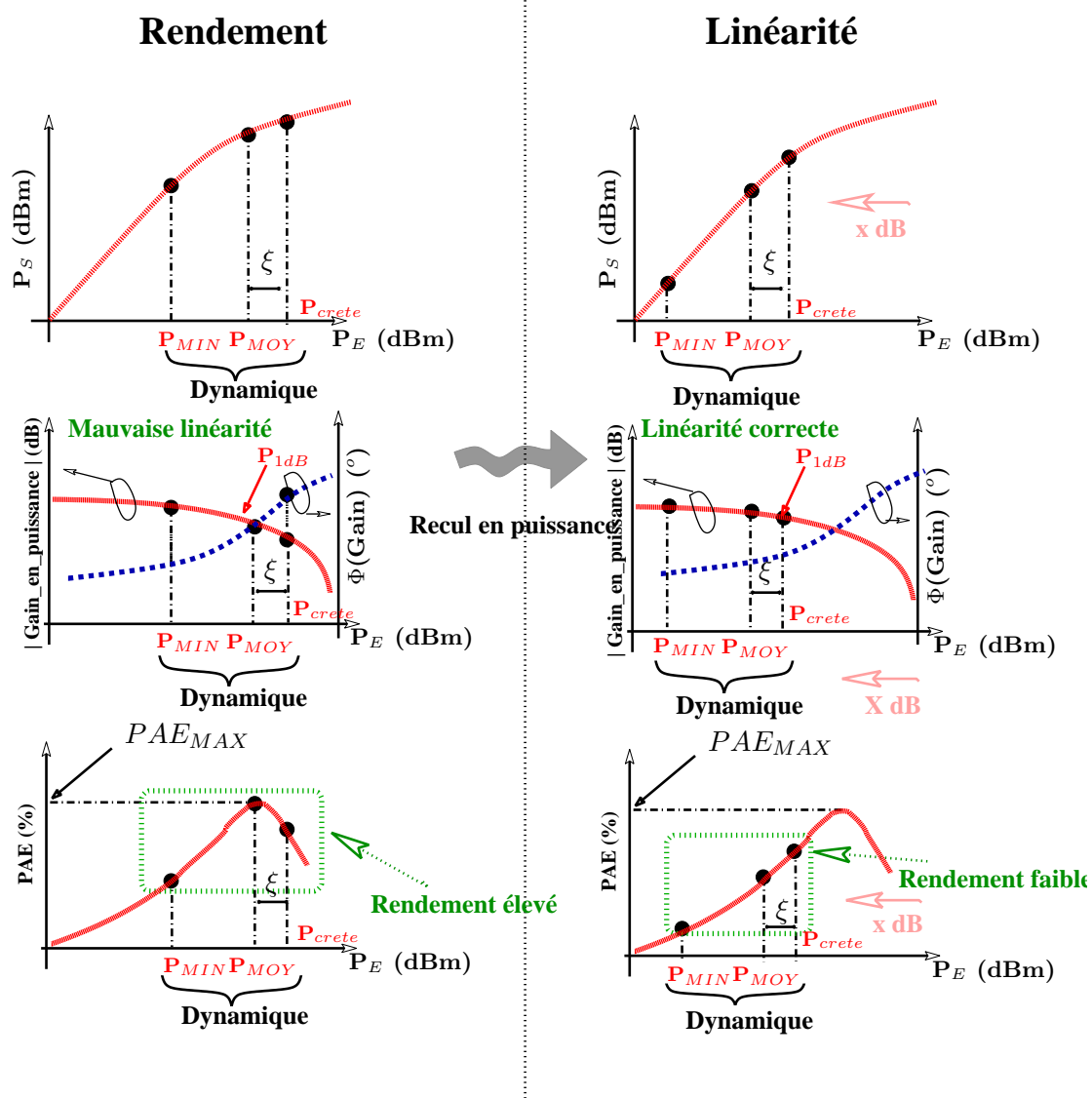


FIG. 1.16 – Problématique de l'amplification de puissance

Face aux problèmes de rendement et de linéarité, de nombreux travaux de recherche ont été réalisés ou sont en cours de réalisation. L'objectif de ces travaux est d'agir sur le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur et/ou de mettre en place des techniques de linéarisation. Le travail effectué au cours de cette thèse fait partie des techniques de gestion dynamique de puissance.



## 1.4 Etat de l'art des solutions proposées : techniques de linéarisation et de gestion dynamique de puissance

Depuis le début du siècle dernier de nombreux travaux ont été effectués sur l'amplification de puissance. Nous avons regroupé au travers de deux approches les différentes techniques mises en oeuvre. Tout d'abord, l'amélioration des performances peut être réalisée par une action spécifique sur le signal : il s'agit de procédés de linéarisation. Une autre approche consiste à agir directement sur le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur : la gestion dynamique de puissance par une action sur la polarisation et/ou sur la charge.

### 1.4.1 Techniques de linéarisation

- LINC (Linear amplification with Non Linear Component) : Cette technique consiste en la décomposition du signal RF modulé en deux signaux à enveloppe constante (fig.1.17), l'information est contenue dans les variations de phase des signaux créés [3, 4, 5, 6, 7, 8, 9]. Ces signaux sont ensuite amplifiés avec des circuits fonctionnant à la compression (*rendement maximum*). La restitution du signal modulé amplifié est effectuée par sommation.

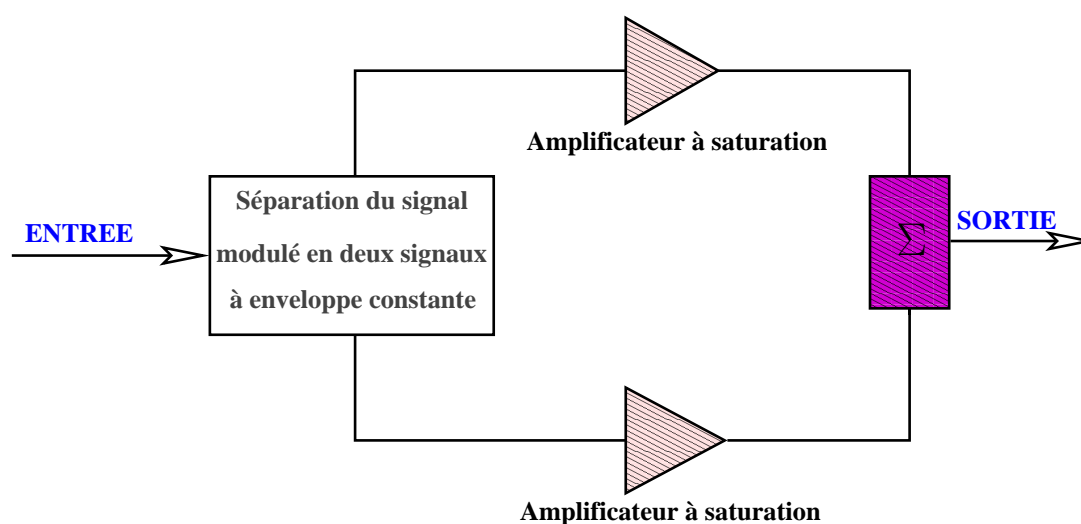


FIG. 1.17 – Présentation de la technique LINC

Toute la difficulté de cette technique réside dans la séparation du signal en deux composantes à enveloppe constante modulées en phase et dans la recombinaison de puissance en sortie, une faible différence de phase peut réduire significativement la puissance transmise à la charge. Ce dernier point limite la bande passante du signal à

amplifier à quelques mégahertz.

- CALLUM (*Combined Analog Locked-Loop Universal Modulator*) : Pour régler les problèmes de phase rencontrés pour la technique développée ci-dessus, une boucle de retour entre la sortie et le module de séparation du signal RF incident en deux composantes à enveloppe constante, [9, 10] permet de contrôler d'éventuelles variations de phase (fig.1.18). Cependant, la décomposition du signal en deux signaux à enveloppe constante reste difficile à mettre en oeuvre.

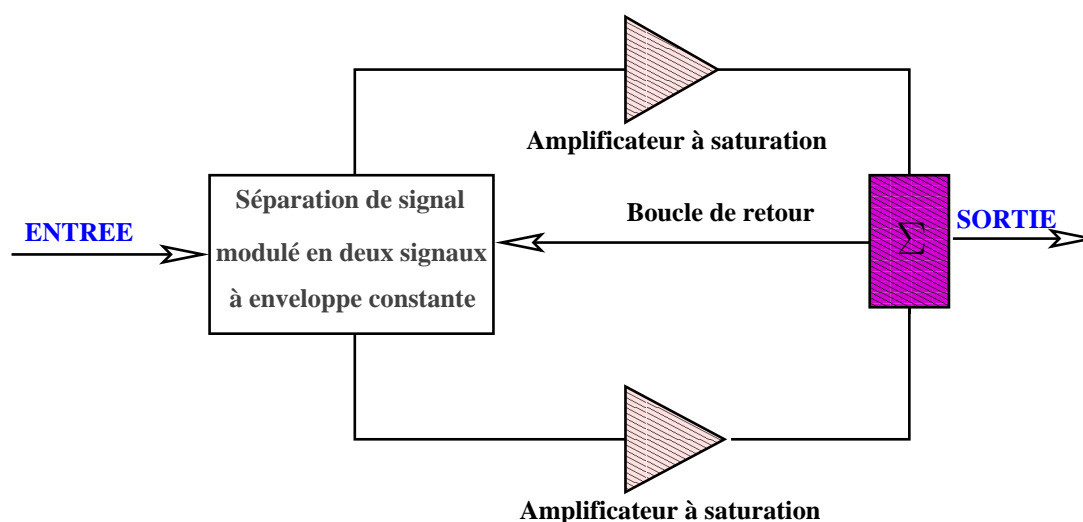


FIG. 1.18 – Présentation de la technique CALLUM

Ces deux techniques abordées montrent la difficulté de mettre en place un système de linéarisation efficace ne dégradant pas trop le rendement en puissance ajoutée du système complet.

- PRE – DISTORSION : Dans les systèmes de télécommunications actuels, la technique de pré-distorsion [11, 12, 13, 14, 15] est l'une des plus utilisées. Elle consiste à réaliser une compensation des non linéarités de l'amplificateur (fig.1.19). Il est nécessaire de réaliser une caractérisation de l'amplificateur de puissance au préalable. La compensation est obtenue en prenant la fonction inverse du gain complexe de l'amplificateur. Cette technique est très performante et donne des résultats intéressants pour satisfaire le compromis entre rendement et linéarité. La consommation du système à mettre en oeuvre dégrade néanmoins le rendement global. La prise en compte des effets mémoires par ce procédé complexifie sa mise en oeuvre.

Deux types de prédistorsion sont envisageables : numérique ou analogique. En fonction de la complexité du système à mettre en oeuvre l'une peut s'avérer plus performante que la seconde. De plus, le traitement n'est pas le même : pour la version analogique [16, 17], le traitement s'effectue directement sur l'enveloppe complexe du signal modulé. Quant aux applications numériques [18, 14], la mise en forme des signaux s'effectue à partir des voies

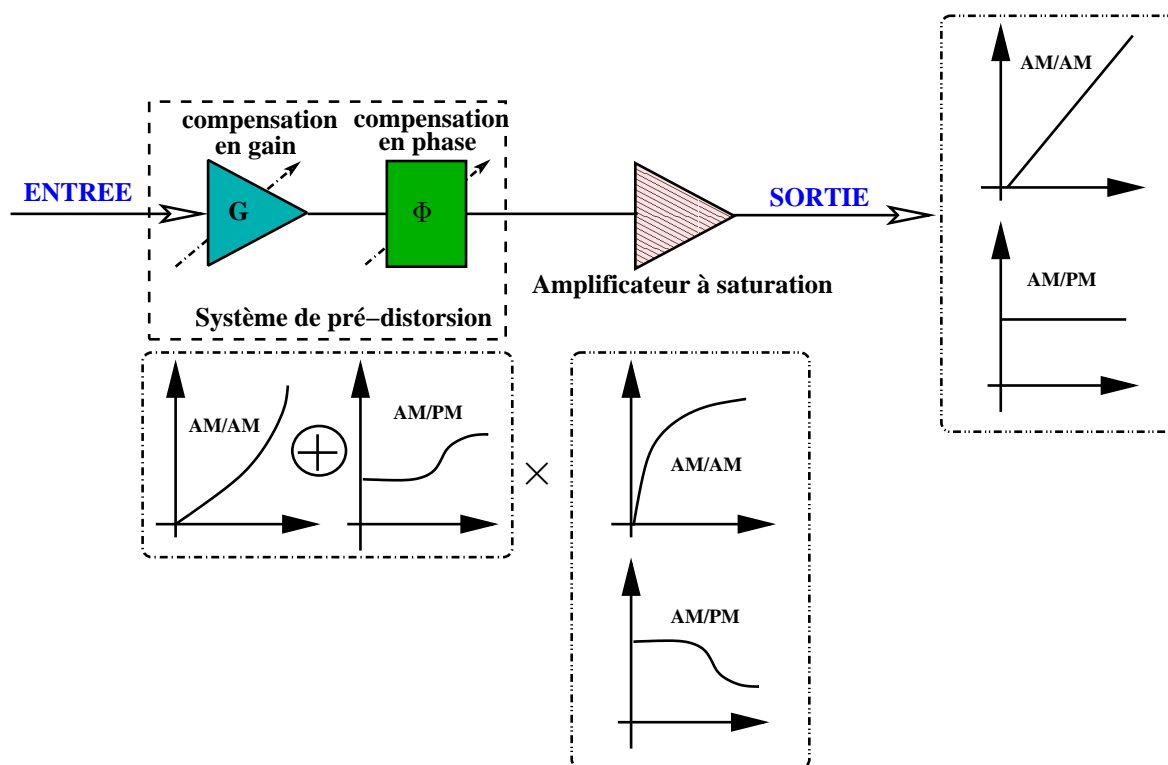


FIG. 1.19 – Présentation de la technique de pré-distorsion

I-Q en bande de base.

- **FEEDBACK** : L'objectif du "Feedback" est de réaliser une compensation en gain et en phase de manière dynamique [19, 20]. Pour cela, elle s'appuie sur les formes d'onde d'entrée et de sortie. Une comparaison de ces formes d'onde permet la génération d'un signal de commande pilotant le contrôle de gain et de phase du système de compensation. Elle nécessite aussi une caractérisation complète de l'amplificateur pour connaître son comportement. Les circuits sont présentés sous différentes formes en fonction des publications mais la fonction (fig.1.20) à réaliser reste la même.

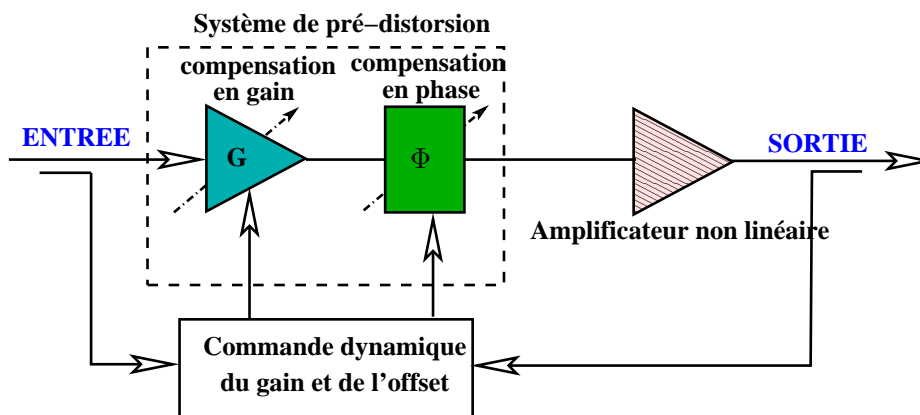


FIG. 1.20 – Présentation de la technique de "feedback"

La possibilité de contrôler en dynamique le gain et la phase du système de linéarisation est un avantage. Comme tout système bouclé, la bande passante d'utilisation reste limitée.

- **FEEDFORWARD** : Nous allons décrire une dernière technique de linéarisation qui est le "feedforward". L'action a lieu sur le signal de sortie (fig.1.21) pour éliminer les produits d'inter-modulation apparus lors de leur passage dans l'amplificateur de puissance. Ce procédé utilise deux boucles (*une sur l'entrée et l'autre sur la sortie*) de traitement. Pour compenser le retard apporté par le traitement et l'amplificateur, deux cellules sont rajoutées : l'une sur le signal incident, sortie de l'amplificateur ; et l'autre sur la voie couplée. En sortie du système, le signal est amplifié sans déformation et transmis dans le canal de propagation.

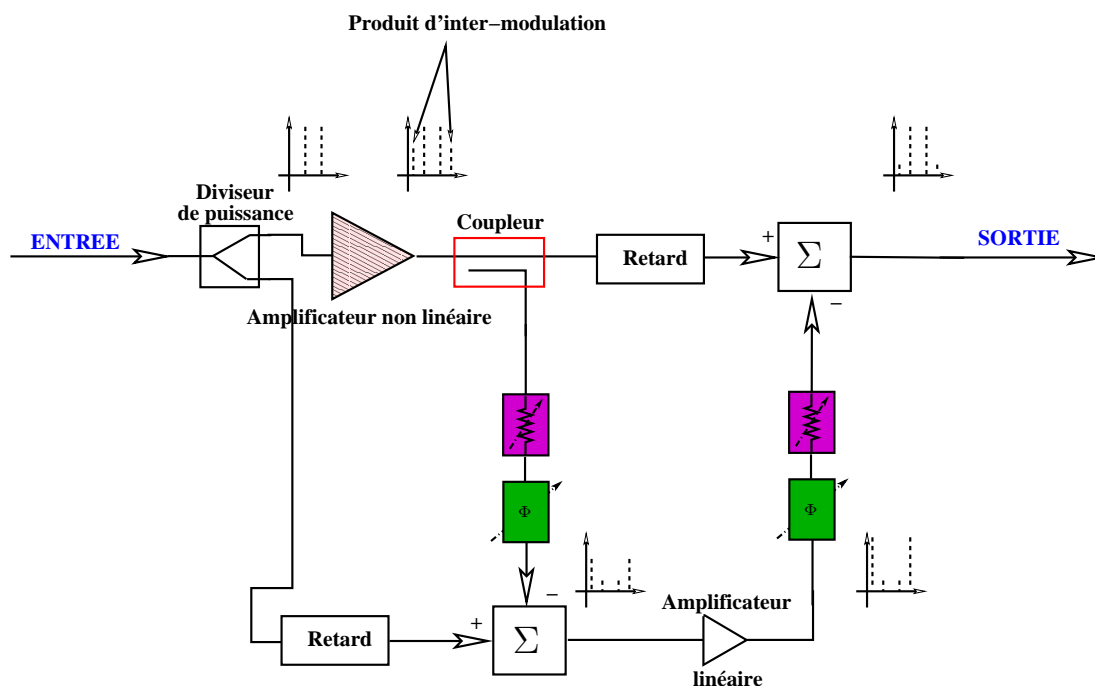


FIG. 1.21 – Présentation de la technique de "feedforward"

La complexité du système réduit le rendement global (*amplificateur + linéarisation*) et les différents retards à gérer rendent la mise au point assez complexe.

Nous avons ici donné une liste non exhaustive des techniques de linéarisation existant dans la littérature. Maintenant, nous allons approfondir les techniques de gestion dynamique de polarisation.

## 1.4.2 Techniques de gestion de puissance

Dans le cadre d'une gestion dynamique de puissance, il s'agit de contrôler le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur en modifiant soit sa polarisation, soit son impédance de charge. L'objectif premier est l'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance. Nous présenterons ici trois techniques de gestion dynamique de puissance.

### 1.4.2.1 La technique Doherty

La technique **Doherty** existe depuis 1936, date à laquelle W.H Doherty découvrit ce nouveau concept [21], utilisée au départ pour des applications basses fréquences. Elle a été ensuite reprise pour des applications hautes fréquences avec des amplificateurs à l'état solide.

Elle permet de maintenir un rendement élevé sur une gamme de puissance d'entrée importante. L'utilisation d'un recul en puissance suffisant permettra d'améliorer la linéarité en maintenant un rendement élevé. Nous allons revenir sur le principe de base et l'état de l'art de cette technique.

- Principe général de l'amplificateur DOHERTY

La technique **DOHERTY** consiste à modifier la charge présentée à l'amplificateur de puissance. Pour obtenir le fonctionnement souhaité, au moins deux transistors (un principal ("*main*") et un auxiliaire ("*peaking*")) sont nécessaires.

Sur la figure 1.22, l'amplificateur principal et l'amplificateur secondaire sont reliés par un inverseur d'impédance. Un déphaseur en entrée de l'auxiliaire permet d'ajuster la phase de manière à avoir une recombinaison en phase des deux signaux au niveau de la charge.

Pour des puissances faibles, le principal voit la charge  $Z_P = 2 \times R_{opt}$  ( $R_{opt}$  = impédance optimale en fort signal). L'amplificateur auxiliaire joue le rôle de charge active vis à vis du principal lorsque la puissance d'entrée augmente. En effet, il va se mettre à conduire à partir d'une puissance dite de transition (*notée  $P_\alpha$* ) et jusqu'à saturation imposant alors au principal une charge  $Z_P = R_{opt}$ .

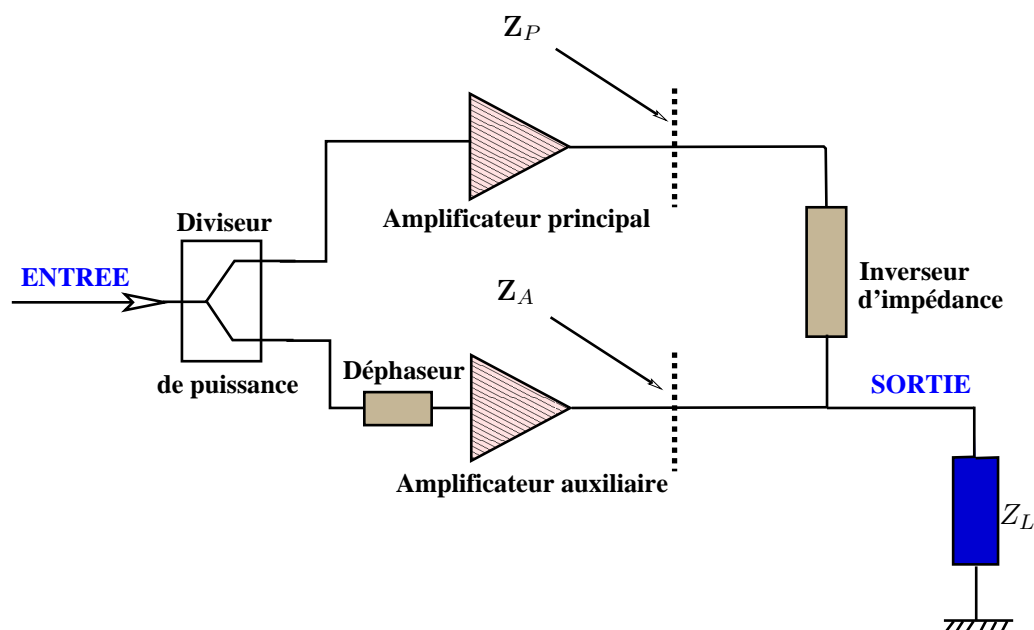


FIG. 1.22 – Amplificateur DOHERTY

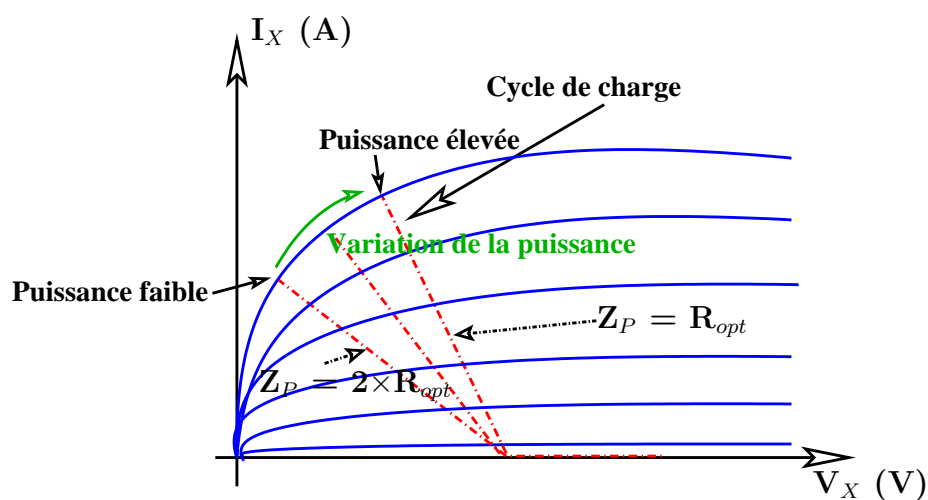


FIG. 1.23 – Influence de la variation de charge sur le cycle de charge

La figure 1.23 indique sur un réseau IV les différentes variations du cycle de charge en fonction de la puissance d'entrée. Notons l'effet du transistor auxiliaire sur ce cycle.

- Etat de l'art

L'intérêt porté par les laboratoires de recherche ces dernières années aux architectures Doherty témoigne de l'efficacité de cette technique. En effet, dans les systèmes de télécommunications tel que la téléphonie sans fil [22], les communications UHF [23], ce principe a été mis en oeuvre. Cette technique est utilisée aussi bien avec des transistors à effet de champs [24] que bipolaires [25]. Un exemple basé sur la conception d'un amplificateur large bande [26] pour une application WiMax le démontre.

D'autres publications récentes montrent l'intégration de cette technique à des nouveaux formats de transmission tel que le WCDMA [27]. Cette dernière publication montre l'effet DOHERTY sur un amplificateur 60W à une fréquence de 1.8GHz.

Les travaux de Cyril Lagarde [28, 29] proposent une nouvelle topologie d'amplificateur Doherty basée autour d'une structure symétrique de trois transistors : un primaire et deux secondaires. A la fréquence de 7.7GHz, il a atteint une puissance de sortie supérieure à 37dBm, l'effet Doherty a été démontré au cours de ces travaux de recherche.

La publication [30] démontre l'efficacité de la technique Doherty sur un amplificateur GaN 80W. Pour une puissance moyenne de sortie de 49dBm, le rendement de drain obtenu est de 42% (*consommation du driver + amplificateur prise en compte*). Même si la linéarité est légèrement dégradée par l'application de la technique DOHERTY ; avec une prédistorsion numérique, un ACLR (*Adjacent Channel Leakage Power Ratio*) de -50dBc a pu être obtenu.

Pour encore améliorer la dynamique en puissance de ce type d'amplificateurs, plusieurs étages [31, 32, 33] peuvent être ajoutés. Ces topologies à N étages seront plus utilisées pour des signaux à enveloppe variable avec un fort facteur crête (PAPR : Peak to Average Power Ratio).

La référence [34] présente des simulations effectuées sur un amplificateur Doherty à N étages. Les résultats montrent que le rendement peut être maintenu à plus de 50% sur une gamme de puissance de 12dB. Un amplificateur Doherty à 3 étages valide le principe et montre la possibilité de maintenir un rendement supérieur à 35% avec un recul en puissance de 9.5dB.

Nous venons de présenter le principe de commande dynamique de la charge d'un amplificateur (*effet DOHERTY*). Nous allons maintenant présenter l'influence d'une commande de polarisation sur les performances des cellules amplificatrices.

#### 1.4.2.2 EER (Envelope Elimination and Restoration)

La technique EER est aussi appelée technique "Khan", nom de la personne qui a initié ces travaux. Elle a été mise au point dans les années 50 et reprise dans de nombreux travaux [35, 36, 37, 38].

Le procédé développé par Khan utilise une gestion de polarisation fonction de l'enveloppe du signal d'entrée (fig.1.24). Un limiteur placé sur l'entrée permet d'appliquer un signal à enveloppe constante à l'amplificateur (*fonctionnement à la compression*). Au préalable, l'enveloppe du signal RF (*Radio Frequency*) a été récupérée par l'intermédiaire d'un coupleur et d'un détecteur à diode. Un contrôle du gain de l'amplificateur par l'intermédiaire d'une commande analogique sur la polarisation reconstitue les variations d'enveloppe en sortie.

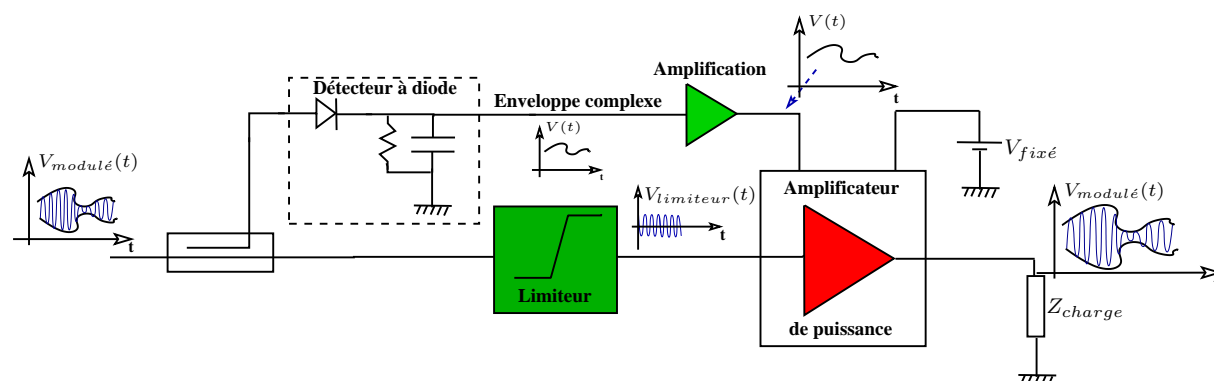


FIG. 1.24 – Principe de la technique EER

Généralement appliquée pour commander la polarisation de grille des transistors à effets de champ (ou de base pour les transistors bipolaires), certains papiers dans la littérature évoquent les performances obtenus en commandant le drain (ou collecteur) [39, 40]. Sur la figure 1.25, nous pouvons voir l'effet des deux actions sur les performances de l'amplificateur et les variations du gain complexe sur toute la dynamique de puissance. Cette technique permet d'augmenter le rendement de l'amplificateur (*fonctionnement à la compression*).

Un système [41] à base de HBTs (*Heterojunction Bipolar Transistors*) a été développé en 2004. Il utilise une commande de base d'un amplificateur de puissance fonctionnant en classe AB ( $V_{C0} = 3.4V$  &  $I_{C0} = 12mA$ ). Cette commande a été intégrée sur le même MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) que l'amplificateur. Pour une puissance de sortie de 28.5dBm, le système complet associé à un linéariseur a atteint un rendement en puissance ajouté de 52.4% alors que à polarisation fixe, la PAE (*Power Added Efficiency*) était que de 49% soit une augmentation de plus de 3 points.

En 2004, une publication [42] sur un démonstrateur à 5GHz utilisant un transistor à effet de champ (*technologie CMOS*), a permis d'améliorer la PAE de 21% pour une puissance de sortie de 13dBm.

Des travaux ont également démontré l'efficacité de cette technique pour la technologie GaN [43]. La démonstration a été réalisée avec un amplificateur GaN 10W fonctionnant en bande L (*polarisation* :  $V_{D0} = 45V$ ,  $I_{D0} = 50mA$ ). Le contrôle de polarisation de grille



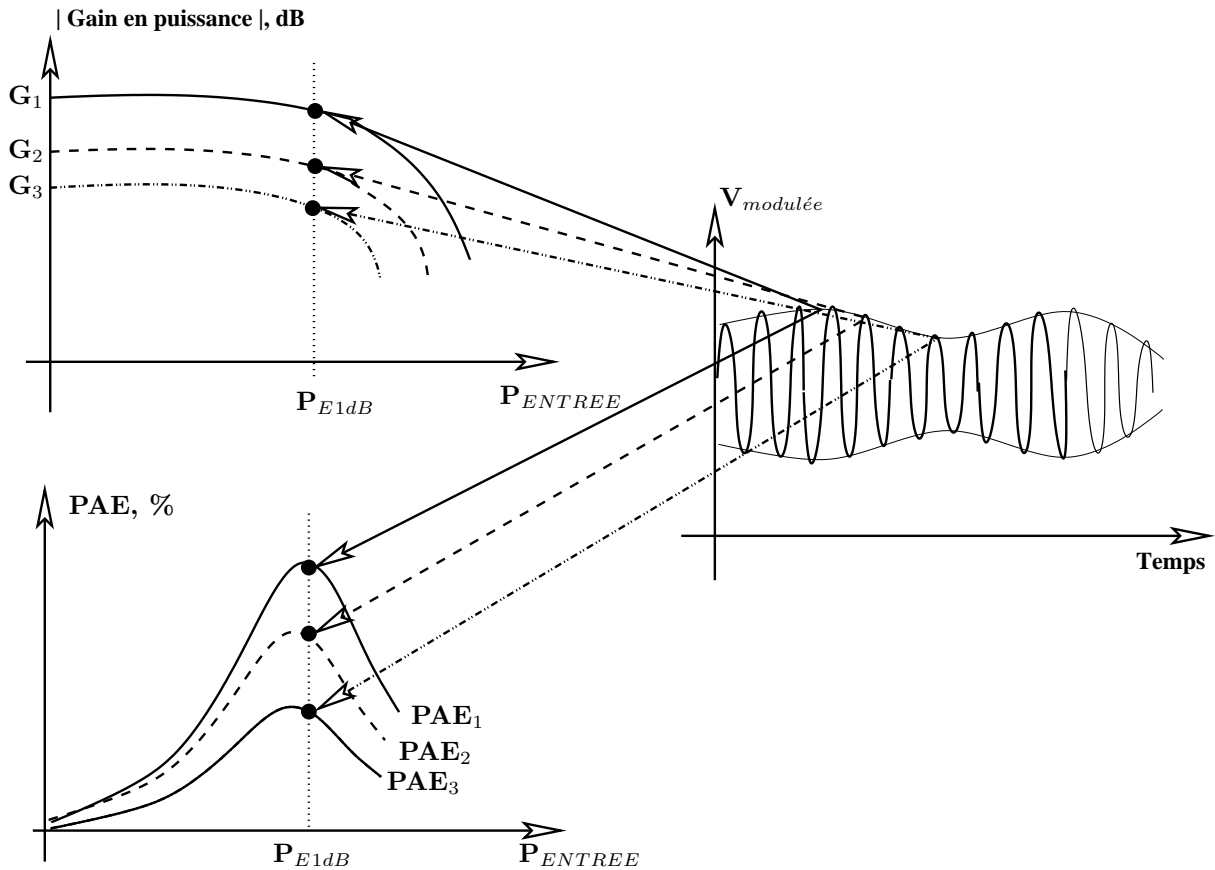


FIG. 1.25 – Description du principe de la commande EER sur trois points de puissance

a permis de gagner 10 point de rendement pour une puissance de sortie de 30dBm et pour une fréquence RF de 1.5GHz. La linéarité est elle aussi améliorée : réduction de 6dB de l'IM3 (*InterModulation 3<sup>rd</sup> order*).

À cette technique EER, il peut être prévu lors la conception de l'amplificateur des circuits adéquats aux harmoniques pour augmenter son efficacité [39]. Sur un amplificateur classe F GaN, la technique mise en place permet d'obtenir un rendement supérieur à 73% pour un signal OFDM (*Orthogonal Division Frequency Multiplexing*).

Enfin, les effets mémoire de l'amplificateur de puissance sont aussi à prendre en compte. Une publication présentée aux MTTs 2007 [44], montre une étude menée sur les effets mémoire d'un amplificateur de puissance et sur la suppression de ces derniers à l'aide d'une technique de pré-distorsion.

Ces travaux nous montrent que cette technique améliore le rendement. L'inconvénient majeur est la synchronisation délicate entre les variations d'enveloppe (*commande du gain*) et celles de phase (*amplification d'une modulation de phase à enveloppe constante*) pour reconstituer correctement la modulation initiale. Cette synchronisation fait intervenir le retard entre la voie de traitement de l'enveloppe et la voie RF. Sa mise en oeuvre sera d'autant plus délicate que le système sera large bande.

### 1.4.2.3 ET ("Envelope Tracking") : description

L'EER présentée précédemment utilise un amplificateur fonctionnant à enveloppe constante jouant le rôle d'un modulateur d'amplitude. L' "Envelope Tracking" propose une solution différente. Cette fois-ci, l'amplificateur est soumis à un signal à enveloppe variable (fig.1.26, pas de limiteur). La polarisation est ensuite ajustée pour obtenir une

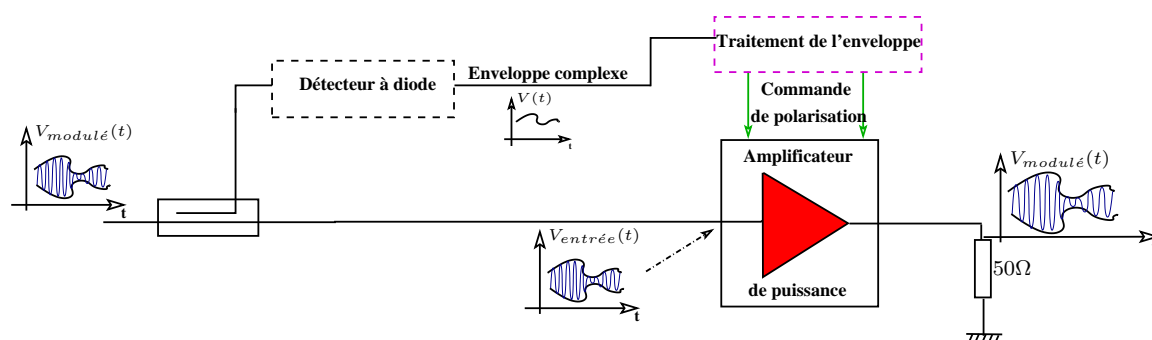


FIG. 1.26 – Principe de l'ET

amplification à gain complexe constant quelque soit le niveau du signal. Le contrôle du gain se fait en modifiant en temps réel la polarisation de l'amplificateur. La synchronisation du signal de commande avec le signal RF modulé est plus simple que dans le cas de l'EER, un retard sur le signal RF est très souvent envisagé. Nous avons au cours de ces trois années de thèse repris cette technique pour l'appliquer à deux types d'amplificateurs de puissance.

## 1.5 Présentation détaillée de l'ET

Nous allons ici présenter le principe général de la technique utilisée pendant ces travaux de thèse au sein du laboratoire XLIM département C<sup>2</sup>S<sup>2</sup> (Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes Fréquences). Grâce à cette technique, l'amplificateur fonctionne de manière optimum pour chacun des niveaux de puissance du signal modulé. Nous avons reproduit une commande de polarisation la plus fidèle possible à l'enveloppe du signal.

### 1.5.1 Technique de gestion dynamique de puissance : description

La commande de polarisation développée dans ce manuscrit s'inspire de la thèse de Stéphane Forestier [45] soutenue à l'université de Limoges sur le site de Brive la Gaillarde. Nous reviendrons sur ces travaux dans l'état de l'art développé dans le dernier paragraphe de ce chapitre. Sur la figure 1.27, deux solutions sont proposées pour commander la polarisation de l'amplificateur. En effet, nous pouvons distinguer deux types

de traitement : l'un effectué à partir des signaux en bande de base et l'autre directement à partir de l'enveloppe du signal RF. La commande peut être soit analogique (*suivi continu de l'enveloppe*), soit "numérique" (*commutation de tensions de polarisation*).

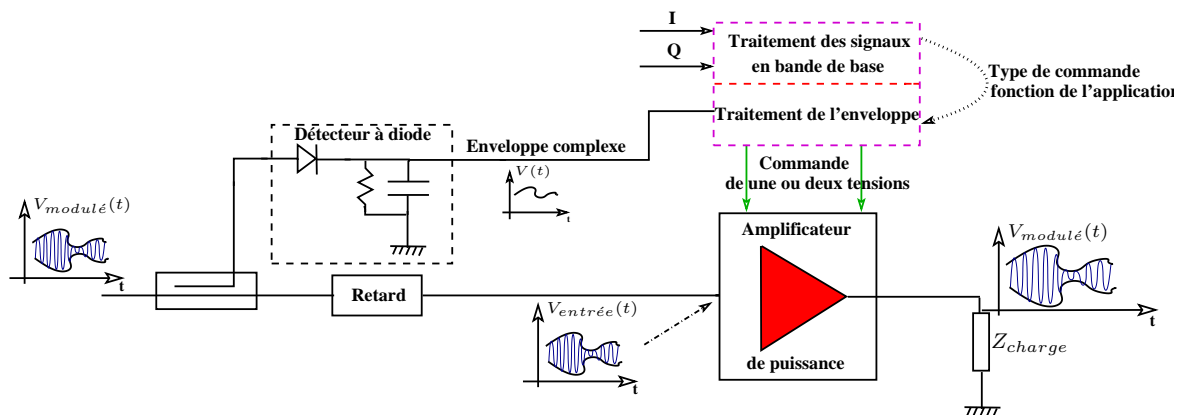


FIG. 1.27 – Choix des polarisations et influence sur le cycle de charge

Pour une dynamique de puissance donnée, une caractérisation de l'amplificateur (fig.1.28) de puissance est effectuée pour déterminer les couples de polarisation adéquats permettant de maintenir un gain complexe constant ( $G_0$  &  $\Phi_0$ ) en zone de compression, zone où le rendement est maximum. L'action sur une ou deux tensions de polarisation de l'amplificateur modifie le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur de puissance : dynamiquement pour chaque niveau de puissance, les conditions d'amplification sont différentes (fig.1.28).

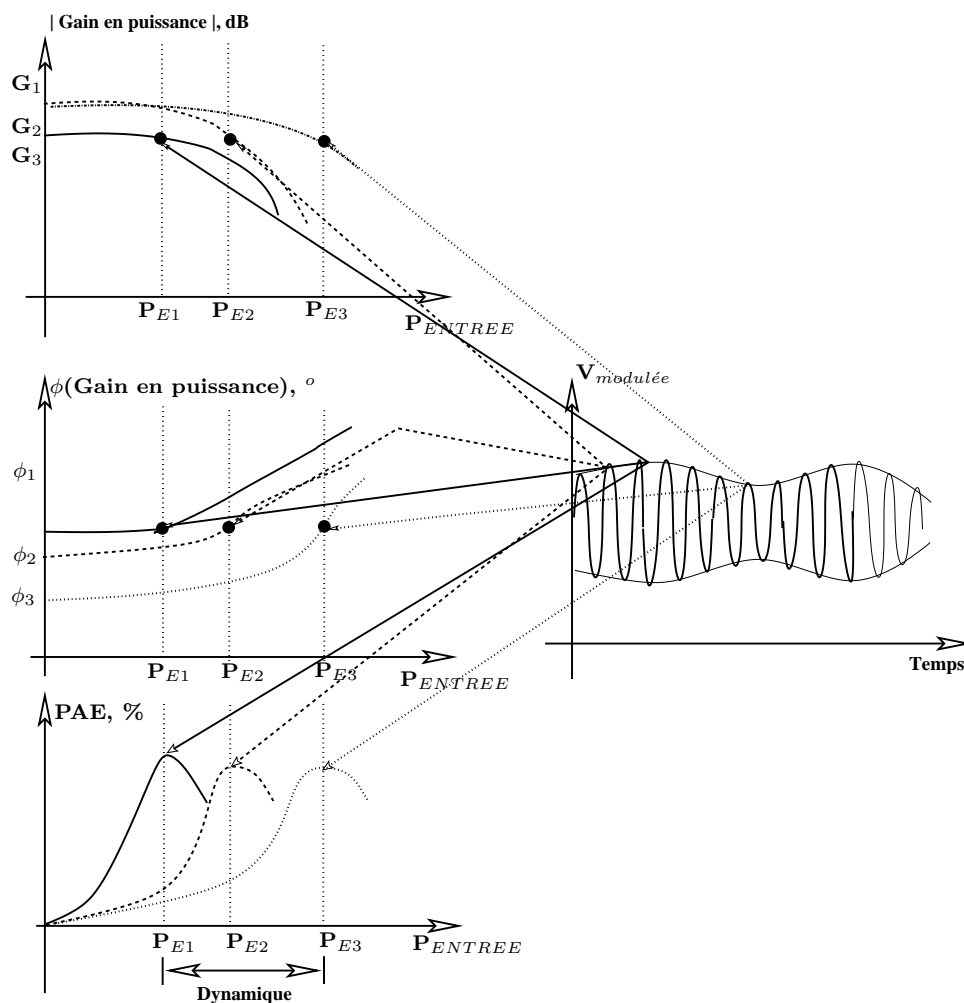


FIG. 1.28 – Choix des couples de polarisation en fonction du niveau de puissance d'entrée

Dans le chapitre 2, nous reviendrons sur les dispositifs mis en place pour réaliser cette fonction.

### 1.5.2 Commande analogique des tensions de polarisation

Pour assurer un suivi optimum de la commande de polarisation vis à vis des variations d'enveloppe, il est nécessaire de mettre en oeuvre des alimentations variables avec des bandes passantes importantes. Les convertisseurs DC/DC sont de bons candidats pour la réalisation de ces fonctions. Nous allons dans ce paragraphe décrire les performances obtenues pour les amplificateurs de puissance à gestion dynamique de polarisation grâce à une alimentation analogique.

La technique de commande proposée dans [46] a été mise en oeuvre sur un amplificateur de puissance fonctionnant à la fréquence de 10GHz. La commande est établie à partir du signal de sortie. Elle est appliquée sur le drain des transistors (fig.1.29). Le rendement global obtenu grâce à cette technique est de 60% soit 1.6 fois supérieur à celui obtenu

en polarisation fixe. Ces résultats montrent l'efficacité d'une commande sur l'accès drain pour augmenter le rendement de l'amplificateur.

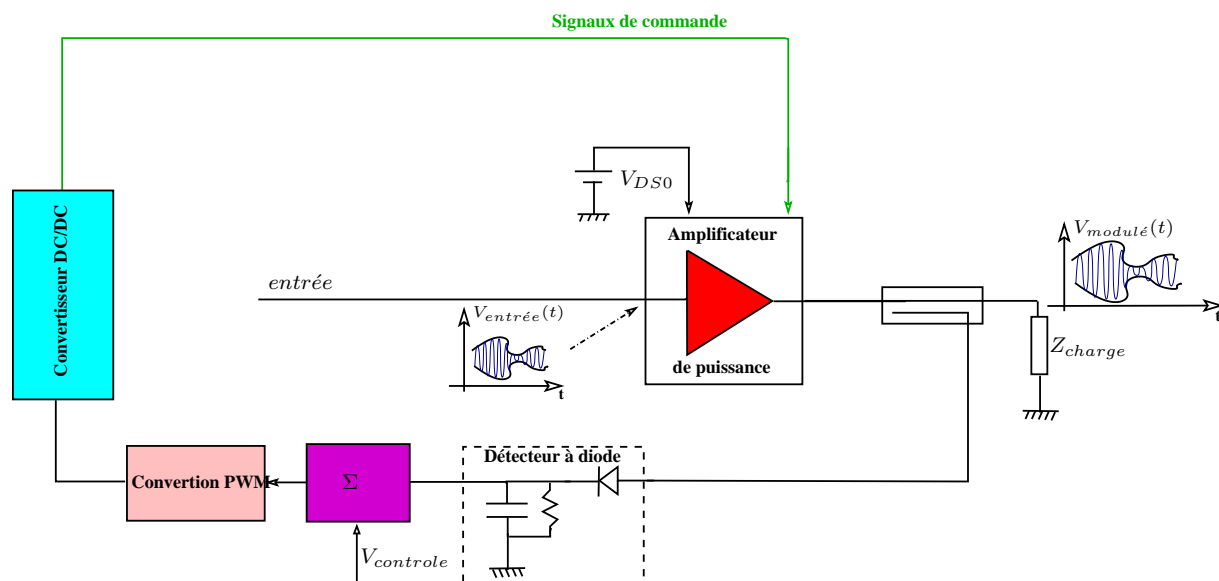


FIG. 1.29 – Commande de polarisation de drain

La référence [26] propose une solution utilisant un amplificateur Doherty dont la polarisation est contrôlée par une ET. Ce démonstrateur a été réalisé pour une application WiMAX. Un rendement de 30% a été obtenu pour une puissance moyenne de sortie de 35 dBm sur une bande de modulation de 90MHz sans dégrader la linéarité. Ce papier démontre l'intérêt de ces techniques pour améliorer conjointement le rendement et la linéarité.

Une autre utilisation de l'ET [47] concerne la norme 802.11g (*bande 2.4GHz*). Pour ce besoin, un circuit intégré a été réalisé. La technologie utilisée pour réaliser le système de commande et l'amplificateur est la technologie SiGe. Pour un fonctionnement en classe AB, le MMIC a atteint un rendement moyen de 16.5% (*augmentation de 10%*) et un EVM de 3.4% pour une puissance totale de sortie de 19dBm. Le rendement obtenu avec ce prototype est 10% supérieur à celui que l'on obtiendrait avec un amplificateur à polarisation fixe.

L'ET a aussi été intégrée dans une application en espace libre [48], station de base Tetra2 (passerelle pour d'autres systèmes sans fil). Le système abaisseur de tension ("Buck Converter") mis en oeuvre possède un rendement de 88-95% pour une fréquence d'échantillonnage de 1MHz. Sa contribution sur l'amplificateur de puissance permet de réduire la puissance dissipée de 25W. Soumis au signal Tetra2, l'amplificateur de puissance délivre une puissance de sortie de 4.6W. Ces solutions pourraient résoudre les problèmes de consommation rencontrés dans les stations de base.

En 2004, Noh & Park ont travaillé sur un nouvel amplificateur de puissance "intelligent"

[41]. A partir de l'enveloppe du signal d'entrée, un contrôle sur la tension de polarisation de la base de transistors HBT a été présenté sur ce papier. Le système complet est conçu sur le même MMIC. Cette conception réduit les effets parasites apportés par les lignes, les câbles, les connecteurs... et facilite la gestion des différents retards entre le signal de commande et le signal RF appliqué à l'entrée de l'amplificateur de puissance. Grâce à ce MMIC, ils ont obtenu un rendement de plus de 55% et amélioré l'ACLR de 4dB pour un courant de polarisation de 16mA et une tension de collecteur de 3.4V. Ce papier montre une solution innovante pour satisfaire le compromis rendement/linéarité des amplificateurs de puissance à base de transistors HBT.

La référence [42] nous présente un système conçu à partir de transistors à effet de champ. Le système fonctionne à 5GHz avec une technologie CMOS. La figure 1.30 présente le circuit de commande (*transistor T2*). La détection d'enveloppe est réalisée par le transistor T1 et le circuit de filtrage  $R_4C_2$ . Cette enveloppe est ensuite amplifiée et transmise sur l'accès DC de l'amplificateur. Sur cette publication, on retrouve aussi la loi

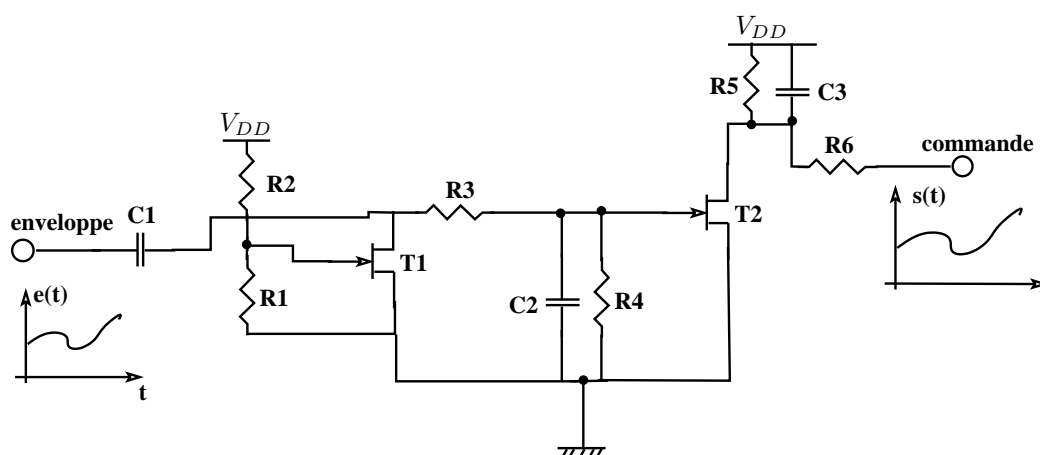


FIG. 1.30 – Circuit de commande de polarisation de base

de commande utilisée. Grâce à la technique développée, le rendement en puissance ajoutée atteint est de 17.5% pour une puissance de sortie de 19.2dBm soit une augmentation de 21% par rapport à un amplificateur à polarisation fixe.

Dans une publication parue en 2004 [49], un comparatif entre plusieurs techniques nous permet d'apprécier l'efficacité de ces procédés. Notamment, pour une complexité moyenne, le système de commande de polarisation de grille permet un gain de 34.3% du courant consommé.

Un amplificateur en bande L a également été mis en place en 2007 [43]. Le contrôle de la polarisation s'effectue sur la tension de grille. Grâce à un convertisseur DC/DC, l'IM3 est réduit de plus de 6dB. Le rendement augmente de 10% pour un niveau d'IM3 de -20dBc. On peut noter sur cette publication qu'il est possible d'augmenter conjointement le rendement et la linéarité grâce à une commande précise sur la grille.

Un rendement d'environ 50% est obtenu avec un système de commande comprenant un FPGA, un convertisseur DC/DC, un amplificateur BF linéaire et un amplificateur classe E pour la puissance [50]. Le système complet fonctionne en bande X et a été fabriqué autour d'un transistor GaAs MESFET (*AFM4P2*).

Un système traitant directement les signaux en bande de base permet le contrôle de la polarisation de grille d'un amplificateur de puissance GaN [51]. Sur des mesures CDMA (*Code Division Multiple Access*), l'ACPR a été réduit de 8dB pour un rendement de 33%.

La publication [52] présente un comparatif des performances simulées pour différents types de contrôle de polarisation (fig.1.31) Ces résultats nous montrent que l'efficacité

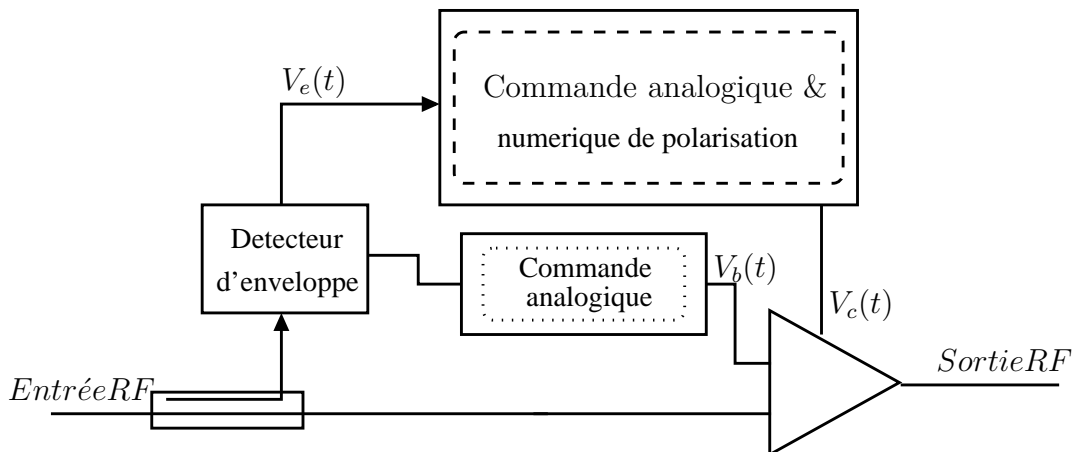


FIG. 1.31 – Commande de polarisation double proposée par Kyunghoon

est plus importante si les deux tensions d'alimentation sont commandées par des signaux analogiques (45% dans le cas idéal et 24% pour des modèles plus réalistes). Dans ce cas précis, la commande suit exactement les variations de l'enveloppe, les couples de polarisation choisis sont optimum pour chaque niveau instantané de puissance.

Des travaux récents [53] sur un amplificateur à tube à onde progressif ont démontré l'efficacité de la technique appliquée au collecteur de ce dernier. Avec une modulation 64QAM (*dynamique = 6.5dB*), la commande du collecteur du tube améliore le rendement de 14.2% à 23.4%. Avec une commande adéquate, ce procédé peut aussi être étendu aux tubes à ondes progressives.

Les publications récentes exposées ci-dessus proposent des solutions à l'amplification de puissance et montrent l'intérêt de ces techniques des commandes analogiques. Le prochain paragraphe sera dédié aux alimentations par commutation.

### 1.5.3 Commande par commutation des tensions de polarisation des amplificateurs de puissance

Les systèmes développés précédemment présentent certaines limitations, notamment en terme de bande passante. Pour augmenter le débit de la modulation, il est nécessaire d'utiliser de nouvelles techniques. La plus utilisée à l'heure actuelle est la commande de polarisation par commutation de niveaux d'énergie.

Une publication [54] présentée par Jakobsen et Andersen propose une commande de polarisation par ET. Des comparaisons simulations/mesures montrent l'intérêt d'utiliser un modulateur "auto-oscillant" ("Self-Oscillating Modulator") par rapport à une commande classique de conversion DC/DC. Ce système (fig.1.32) autorise des fréquences d'échantillonnage plus grandes pour une même résolution. Ce principe pourrait être aussi utilisé dans les prochains convertisseurs DC/DC.

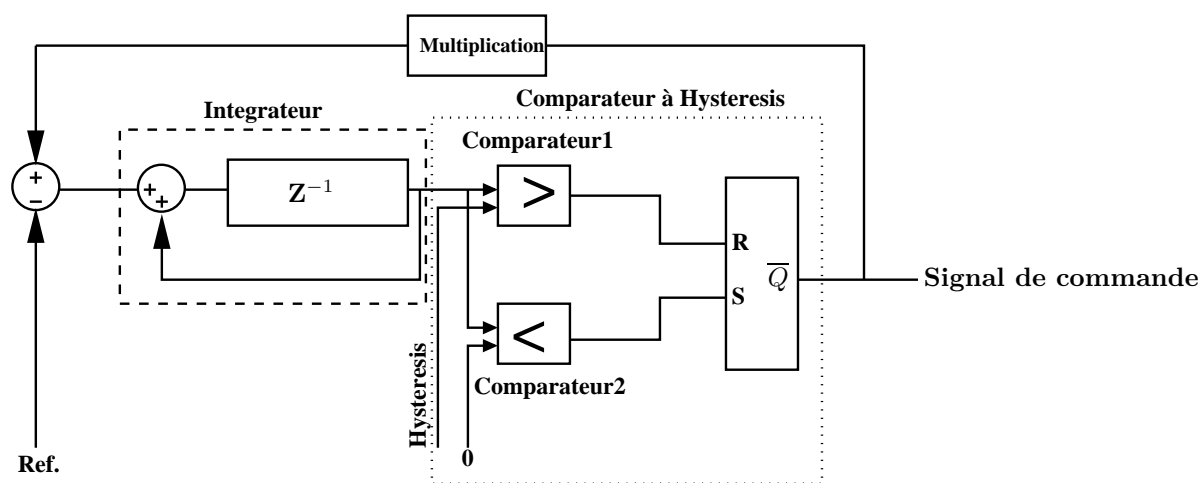


FIG. 1.32 – Schéma bloc du modulateur "auto-oscillant"

Appliqué à un signal OFDM, un circuit innovant (fig.1.33) contrôlant le courant moyen fourni à l'amplificateur de puissance est proposé référence [55]. Un comparateur à Hysteresis est utilisé pour effectuer ce réglage. Ce système possède un rendement de 65% pour une fréquence moyenne de commutation de 5MHz. Un rendement global (*Système de commande + amplificateur de puissance*) de 28% et un EVM moyen inférieur à 5% ont été obtenus pour une puissance de sortie de 20dBm et un débit de 52Mbits/seconde.

Une comparaison intéressante [56] est présentée entre des systèmes différents utilisant la technique ET et EER. Les résultats montrent une amélioration conjointe du rendement et de la linéarité grâce à l'association de l'ET avec une pré-distorsion numérique.

Pour finir ce premier chapitre, nous reviendrons sur les travaux de thèse menés par Stéphane Forestier cités en introduction de ce paragraphe. Dans ces travaux [57, 58], la commande de polarisation est réalisée à partir des signaux IQ en bande de base. Trois niveaux de tensions sont générés par le système présenté. Le même circuit a été



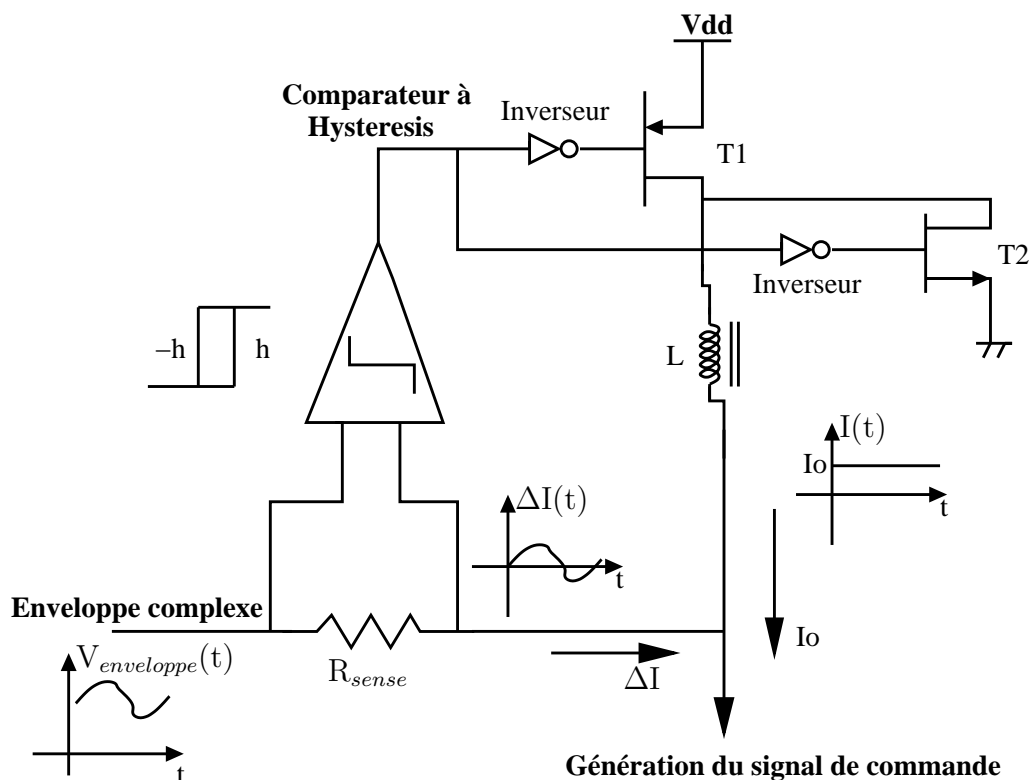


FIG. 1.33 – Circuit de commande de polarisation à fort rendement

développé pour la polarisation de grille. Seuls les "switchs" de commutation étaient différents. L'amplificateur utilisé pour démontrer l'efficacité de l'ET par commutation est un amplificateur SSPA (Solid State Power Amplifier) fonctionnant à 19.8GHz. Cet amplificateur délivre une puissance de sortie de 20dBm avec un rendement en puissance ajoutée de 25.5% lorsqu'il est soumis à un signal CW de puissance 13dBm.

La démonstration a été réalisée en présence d'un signal 16QAM caractérisé par trois niveaux de puissance. Les avantages et les inconvénients de la technique ont été présentés avec des signaux filtrés et non filtrés (fig.1.34).

Tout d'abord, nous pouvons voir figure 1.34, l'effet direct de la commande sur la constellation 16QAM relevée en sortie de l'amplificateur. Un resserrement de la constellation représentant les effets de conversions AM/AM & AM/PM est observable lorsque l'amplificateur fonctionne en classe AB à polarisation fixe. Par contre, les distances inter-symbole sont bien respectées lorsque le système de commande est activé. En effet, l'EVM de la constellation avec la commande de la polarisation amélioré de plus de 10 points par rapport à un fonctionnement classe AB avec une polarisation fixe. Le rendement en puissance ajoutée, pour un même niveau de puissance en entrée ( $\approx 10\text{dBm}$ ), passe de 9% pour une polarisation fixe en classe AB à 26.5% avec la commande de polarisation, soit une amélioration 17.5 points.

Néanmoins, en présence de signaux filtrés, les limitations de la commande sont décrites

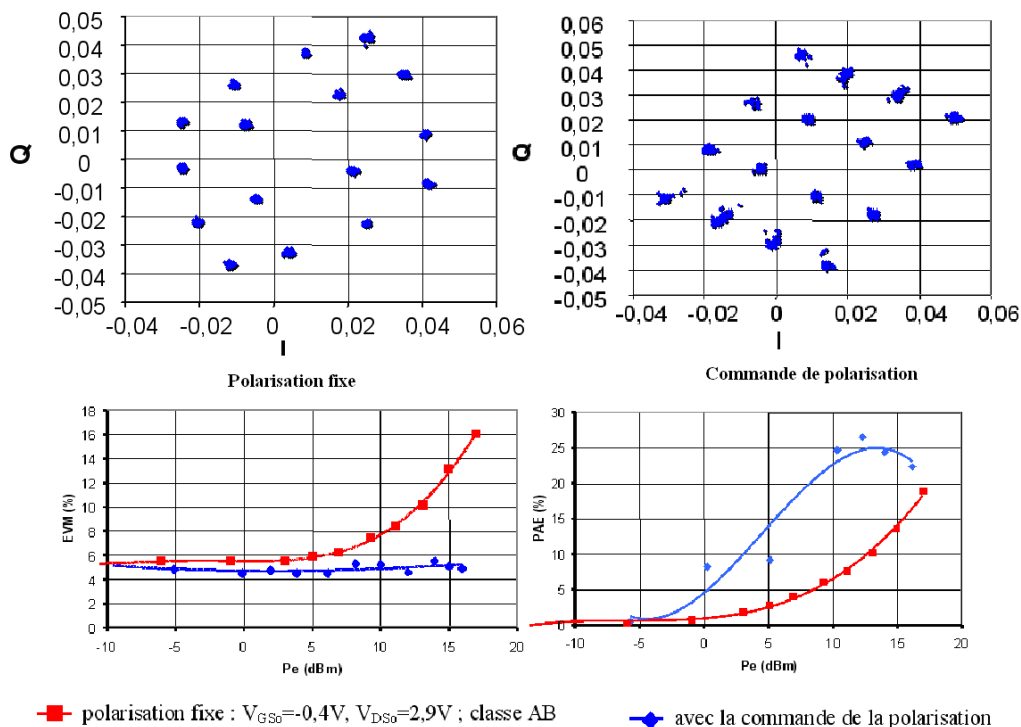


FIG. 1.34 – Performances d'un système de commande par commutation de tension d'alimentation pour un amplificateur SSPA à 20GHz. Comparaisons des performances avec et sans commande de polarisation pour un signal 16QAM non filtré.

sur la figure 1.35. A partir de ce constat, mes travaux de thèse ont débuté sur l'étude de la commande la mieux adaptée à une application de radiocommunication à "faible débit" ( $\leq 5$ Mbits/sec) et à une autre application spatiale où le débit visé est de 50MSymboles/sec.

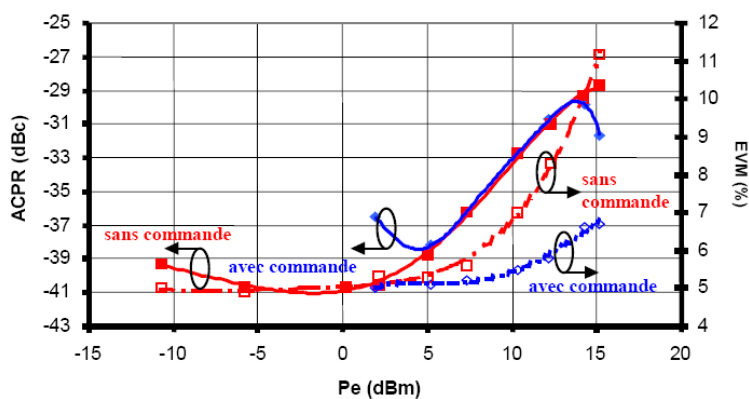


FIG. 1.35 – Performances d'un système de commande par commutation de tension d'alimentation pour un amplificateur SSPA à 20GHz. Comparaisons des performances avec et sans commande de polarisation pour un signal 16QAM filtré.

Le tableau 1.2 résume les différents résultats proposés dans cette étude bibliographique.

Publications	$P_{SORTIE}$	Rendement	Linearité	Bande Passante
[26]	35dBm	30%	maintenue	90MHz
[41]	28.3dBm	55%	ACLR améliorée de 4dB	3.84MS/sec
[42]	13dBm	21%	ACPR = -38dBc	Norme 802.11g
[43]	30dBm	30%	IM3 = -20dBc	5MHz
[47]	19dBm	16.5%	EVM = 3.4%	Norme 802.11g
[48]	6.63dBm	-25W dissipée	maintenue	Norme 802.11g
[55]	20dBm	28%	maintenue	55Mbits/sec
[49]	28dBm	45%	ACPR = -48dBc	Norme IS-95
[50]	12dBm	50%	IM3 = -22dBc	1MHz
[51]	24.2dBm	28%	IM3 = -35dBc	5MHz
[46]	19dBm	60%	correcte	CDMA
[53]	52dBm	23.4%	correcte	$\geq 1$ MHz
[52]	$\geq 10$ dBm	24%	correcte	?
[57]	25.5dBm	26.5%	EVM = 4.6%	1MHz

TAB. 1.2 – Bilan des publications présentées sur le contrôle des tensions de polarisation

## 1.6 Conclusion

Ce premier chapitre a été dédié aux différentes techniques existantes à l'heure actuelle pour améliorer les performances (rendement et linéarité) des amplificateurs de puissance. Nous avons vu deux approches différentes : les premières sont basées sur le traitement du signal pour compenser les effets des non-linéarités des amplificateurs de puissance RF et les autres interviennent directement sur le fonctionnement des cellules amplificatrices.

L'étude bibliographique des méthodes de linéarisation montre que la technique de prédistorsion semble la plus communément utilisée. En ce qui concerne les méthodes de gestion dynamique de puissance, plusieurs circuits innovants ont été développés. La combinaison de la vitesse de conversion (alimentation variable) et des niveaux de puissance d'alimentation à fournir semblent un frein à l'heure actuelle, seuls des systèmes apportant une contribution à l'un ou à l'autre des besoins ont vu le jour. Une perspective possible est la complémentarité entre la gestion de puissance et une prédistorsion numérique.

Pendant ces travaux de thèse, nous avons cherché à réunir les deux conditions développées précédemment pour palier aux surconsommations de l'amplification de puissance. Dans ce sens, nous avons développé deux alimentations variables pour la commande d'amplificateurs de puissance. Nous avons travaillé dans un premier temps sur l'application de concepts utilisés dans les convertisseurs DC/DC pour la commande de moteur. Cette alimentation variable a été appliquée à un amplificateur UHF large

bande de forte puissance. Par la suite, nous avons développé une architecture innovante, plus spécifique à la commutation très rapide d'alimentations DC.

## 1.7 Bibliographie

- [1] A. Springer, T. Frauscher, B. Adler, D. Pimingsdorfer, and R. Weigel, "Impact of nonlinear amplifiers on the umts system," in *Spread Spectrum Techniques and Applications, 2000 IEEE Sixth International Symposium on*, vol. 2, 6-8 Sept. 2000, pp. 465–469vol.2.
- [2] T. Reveyrand, "Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. application à la mesure du npr et à la modélisation comportementale d'amplificateurs," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2002.
- [3] Y.-J. Chen, K.-Y. Jheng, A.-Y. A. Wu, H.-W. Tsao, and B. Tzeng, "Multilevel linc system design for wireless transmitters," in *VLSI Design, Automation and Test, 2007. VLSI-DAT 2007. International Symposium on*, 25-27 April 2007, pp. 1–4.
- [4] P. Colantonio, F. Giannini, and M. Rossi, "Rf experimental implementation of linc technique," in *Microwave Conference, 2007. European*, 9-12 Oct. 2007, pp. 56–59.
- [5] G. Hegazi, T. Chu, S. Heibel, J. Jordan, and H. Sasmazer, "Linear wideband vhf/uhf quad linc transmitter system," in *Military Communications Conference, 2007. MILCOM 2007. IEEE*, 29-31 Oct. 2007, pp. 1–6.
- [6] P. Colantonio, F. Giannini, and M. Rossi, "A rf approach for the implementation of the linc technique," in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, Sept. 2006, pp. 1143–1146.
- [7] M. A. Elaal and F. Ghannouchi, "Acpr performance study for modified linc amplifier," in *Electronics, Circuits and Systems, 2006. ICECS '06. 13th IEEE International Conference on*, 10-13 Dec. 2006, pp. 435–438.
- [8] M. El-Asmar, A. Birafane, and A. Kouki, "Optimization of the linc average power efficiency using chireix combining systems," in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, vol. 4, July 2006, pp. 3169–3172.
- [9] K.-Y. Jheng, Y.-C. Wang, A.-Y. Wu, and H.-W. Tsao, "Dsp engine design for linc wireless transmitter systems," in *Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on*, 21-24 May 2006, p. 4pp.
- [10] R. Strandberg, P. Andreani, and L. Sundstrom, "Implementation of the signal component generator of a callum 2 transmitter architecture in cmos technology," in *Norchip Conference, 2004. Proceedings*, 8-9 Nov. 2004, pp. 183–186.
- [11] S. Lim and C. Eun, "Predistorter design for a memory-less nonlinear high power amplifier using the pth-order inverse method for ofdm systems," in *Intelligent Signal Processing and Communication Systems, 2005. ISPACS 2005. Proceedings of 2005 International Symposium on*, 13-16 Dec. 2005, pp. 217–220.

- [12] L. Yong, L. Hui, and C. Zhaowu, "A new predistorter based on memory polynomials and lut," in *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. MAPE 2005. IEEE International Symposium on*, vol. 2, 8-12 Aug. 2005, pp. 871–874Vol.2.
- [13] M. Y. Cheong, H.-L. Maattanen, S. Werner, and S.-G. Haggman, "A combined papr reduction and predistorter scheme for osstems in nonlinear channels," in *Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE*, 9-11 Jan. 2007, pp. 309–312.
- [14] Y. Y. Woo, J. Kim, S. Hong, I. Kim, J. Moon, J. Yi, and B. Kim, "A new adaptive digital predistortion technique employing feedback technique," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1445–1448.
- [15] M. Khilla, "Digital adaptable pre-distortion linearization," in *Vacuum Electronics Conference, 2007. IVEC '07. IEEE International*, 15-17 May 2007, pp. 1–2.
- [16] H.-Y. Jeong, S.-K. Park, N.-S. Ryu, Y.-C. Jeong, I.-B. Yom, and Y. Kim, "A design of k-band predistortion linearizer using reflective schottky diode for satellite twtas," in *Gallium Arsenide and Other Semiconductor Application Symposium, 2005. EGAAS 2005. European*, 3-4 Oct. 2005, pp. 597–600.
- [17] G. Hau, T. Nishimura, and N. Iwata, "A linearized power amplifier mmic for 3.5 v battery operated wide-band cdma handsets," in *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 11-16 June 2000, pp. 1503–1506vol.3.
- [18] Y. Qin and P. Gardner, "A novel digital predistortion technique for adaptive predistorter applications," in *Microwave Conference, 2007. European*, 9-12 Oct. 2007, pp. 186–189.
- [19] N. G. Constantin, P. J. Zampardi, and M. N. El-Gamal, "A gated envelope feedback technique for automatic hardware conditioning of rfc pa's at low power levels," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 139–142.
- [20] S. Ekbatani, F. Etemadi, and H. Jafarkhani, "Transmission over slowly fading channels using unreliable quantized feedback," in *Data Compression Conference, 2007. DCC '07*, 27-29 March 2007, pp. 353–362.
- [21] O. Hammi, J. Sirois, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "Study of the output load mismatch effects on the load modulation of doherthy power amplifiers," in *Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE*, 9-11 Jan. 2007, pp. 393–394a.
- [22] B. Kim, J. Nam, and D. Yu, "Doherty linear power amplifiers for mobile handset applications," in *Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE*, 9-11 Jan. 2007, pp. 301–304.

- [23] N. Dubuc, C. Duvanaud, and P. Bouysse, "Analysis of the doherty technique and application to a 900mhz power amplifier," in *European Microwave Conference, 2002. 32nd*, Oct. 2002, pp. 1–3.
- [24] T. Yamamoto, T. Kitahara, and S. Hiura, "High-linearity 60w doherty amplifier for 1.8ghz w-cdma," in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1352–1355.
- [25] Y. Zhao, A. Metzger, P. Zampardi, M. Iwamoto, and P. Asbeck, "Linearity improvement of hbt-based doherty power amplifiers based on a simple analytical model," in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 877–880.
- [26] J. Moon, J. Kim, I. Kim, J. Kim, and B. Kim, "A wideband envelope tracking doherty amplifier for wimax systems," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, pp. 49–51, Jan. 2008.
- [27] T. Yamamoto, T. Kitahara, and S. Hiura, "50amplifier with optimized power range for w-cdma signal," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1263–1266.
- [28] C. Lagarde, "Modelisation de transistor de puissance en technologie gan : conception d'un amplificateur de type doherty pour les Émetteurs de puissance adaptative," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2006.
- [29] C. Lagarde, P. Bouysse, J. M. Nebus, S. Forestier, A. M. J. F. Villemazet, J. L. Cazaux, and R. Quéré, "A 10 watts, x band gan hemt three-way doherty amplifier based on a new symmetrical topology," *European Microwave Association*, vol. 3, pp. 260–267, 2007.
- [30] N. Ui, H. Sano, and S. Sano, "A 80w 2-stage gan hemt doherty amplifier with 50dbc aclr," *42Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1259–1262.
- [31] N. Srirattana, A. Raghavan, D. Heo, P. Allen, and J. Laskar, "Analysis and design of a high-efficiency multistage doherty power amplifier for wcdma," in *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, vol. 3, 7-9 Oct. 2003, pp. 1337–1340Vol.3.
- [32] N. Srirattana, A. Raghavan, D. Heo, P. E. Allen, and J. Laskar, "Analysis and design of a high-efficiency multistage doherty power amplifier for wcdma," in *European Microwave Conference, 2003. 33rd*, Oct. 2003, pp. 1337–1340.
- [33] N. Srirattana, A. Raghavan, D. Heo, P. Allen, and J. Laskar, "A high-efficiency multistage doherty power amplifier for wcdma," in *Radio and Wireless Conference, 2003. RAWCON '03. Proceedings*, 10-13 Aug. 2003, pp. 397–400.

- [34] K.-J. Cho, W.-J. Kim, J.-Y. Kim, J.-H. Kim, and S. P. Stapleton, "N-way distributed doherty amplifier with an extended efficiency range," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1581–1584.
- [35] I. Kim, Y. Y. Woo, S. Hong, and B. Kim, "High efficiency hybrid eer transmitter for wcdma application using optimized power amplifier," in *Microwave Conference, 2007. European*, 9-12 Oct. 2007, pp. 182–185.
- [36] T. Kodera, N. Ando, and M. Taromaru, "A basic study on eer transmitter with burst-width envelope modulation based on triangle-wave pwm," in *Microwave Conference, 2007. KJMW 2007. Korea-Japan*, 15-16 Nov. 2007, pp. 1–4.
- [37] K. Y. Kirn, J. H. Kim, S. M. Park, and C. S. Park, "Parasitic capacitance optimization of gaas hbt class e power amplifier for high efficiency cdma eer transmitter," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2007 IEEE*, 3-5 June 2007, pp. 733–736.
- [38] J. Martires, S. B. Christensen, and T. Larsen, "Asymmetric pulse width modulated envelope signal in an eer architecture for wlan," in *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*, 22-24 Jan. 2008, pp. 595–598.
- [39] S. Hong, Y. Y. Woo, I. Kim, J. Kim, J. Moon, H. S. Kim, J. S. Lee, and B. Kim, "High efficiency gan hemt power amplifier optimized for ofdm eer transmitter," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1247–1250.
- [40] M. Suzuki, T. Yamawaki, T. Tanoue, Y. Ookuma, R. Fujiwara, and S. Tanaka, "Proposal of transmitter architecture for mobile terminals employing eer power amplifier," in *Vehicular Technology Conference, 2003. VTC 2003-Spring. The 57th IEEE Semiannual*, vol. 2, 22-25 April 2003, pp. 1327–1330vol.2.
- [41] Y. Noh and C. S. Park, "An intelligent power amplifier mmic using a new adaptative bias control circuit for w-cdma applications," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, 2004, pp. 967–970.
- [42] Y. Eo and K. Lee, "High efficiency 5ghz cmos power amplifier with adaptive bias control circuit," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, 6-8 June 2004, pp. 575–578.
- [43] K. Matsunaga, M. Tanomura, T. Nakayama, Y. Ando, H. Miyamoto, and H. Shimawaki, "Analogue dynamic supply voltage l-band gan high power amplifier with improvement of efficiency and linearity," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1107–1110.
- [44] P. Fedorenko and J. S. Kenney, "Analysis and suppression of memory effects in envelope elimination and restoration (eer) power amplifiers," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1453–1456.



- [45] S. Forestier, "Gestion dynamique de la generation de puissance en hyperfrequence pour des modulations numeriques : Application a l'optimisation des performances d'un amplificateur millimetrique," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2003.
- [46] N. Wang, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, and Z. B. Popovic, "60% efficient 10-ghz power amplifier with dynamic drain bias control," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, 2004, pp. 1077–1081.
- [47] A. Cidronali, I. Magrini, R. Fagotti, F. Alimenti, D. Kother, and G. Manes, "A reconfigurable sigc hbt for wideband step envelope tracking power amplifiers," in *Microwave integrated circuit conference, 2007. eumic 2007. european*, 8-10 Oct. 2007, pp. 139–142.
- [48] M. Hoyerby and M. Andersen, "Self-oscillating soft switching envelope tracking power supply for tetra2 base station," in *Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International*, Sept. 30 2007-Oct. 4 2007, pp. 53–60.
- [49] Y.-W. Kim, K.-C. Han, S.-Y. Hong, and J.-H. Shin, "A 45% pae / 18ma quiescent current cdma pam with a dynamic bias control circuit [power amplifier module]," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE*, 6-8 June 2004, pp. 365–368.
- [50] N. Wang, N. D. Lopez, V. Yousefzadeh, J. Hoversten, D. Maksimovic, and Z. Popovic, "Linearity of x-band class-e power amplifiers in a digital polar transmitter," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1083–1086.
- [51] A. Conway, Y. Zhao, P. Asbeck, M. Micovic, and J. Moon, "Dynamic gate bias technique for improved linearity of gan hfet power amplifiers," in *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, 12-17 June 2005, p. 4pp.
- [52] G. I. Kryoungsoon Yang and J. R. East, "High-efficiency class-a power amplifiers with dual-bias-control scheme," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, 1999, pp. 1426–1432.
- [53] J. Qiu, D. Abe, T. Antonsen, B. Danly, B. Levush, and R. Myers, "Efficient operation of traveling-wave tube amplifier with dynamically adjusted collector bias voltages," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 1267–1270.
- [54] L. Jakobsen and M. Andersen, "Digitally controlled envelope tracking power supply for an rf power amplifier," in *Telecommunications Energy Conference, 2007. INTELEC 2007. 29th International*, Sept. 30 2007-Oct. 4 2007, pp. 636–642.
- [55] F. Wang, D. Kimball, D. Lie, P. Asbeck, and L. Larson, "A monolithic high-efficiency 2.4-ghz 20-dbm sigc bicmos envelope-tracking ofdm power amplifier," *IEEE journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. 1271–1281, 2007.

- [56] T. Rautio, H. Harju, S. Hietakangas, and T. Rahkonen, “Effects of different vdd-drives in et &eer transmitters,” in *Norchip, 2007*, 19-20 Nov. 2007, pp. 1–4.
- [57] S. Forestier, P. Bouysse, R. Quere, A. Mallet, J. Nebus, and L. Lapierre, “Joint optimization of the power-added efficiency and the error-vector measurement of 20-ghz pphemt amplifier through a new dynamic bias-control method,” in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, 2004, pp. 1132–1141.
- [58] S. Forestier, P. Bouysse, R. Quere, A. Mallet, J. Nebus, and L. Lapierre, “A dynamic bias control technique of pphemt sspa for optimised pae and evm applied to mqam satellite communication systems,” in *Microwave Conference, 2003. 33rd European*, vol. 3, 7-9 Oct. 2003, pp. 1345–1348Vol.3.

# **Chapitre 2 :**

## **Principes et technologies des circuits de commande dynamique de polarisation**

## 2.1 Introduction

Pour réduire les consommations excessives dans les systèmes de télécommunications, l'un des challenges est de diminuer celles des cellules amplificatrices de fortes puissances. Le verrou actuel est de concevoir une alimentation variable de forte puissance avec des bandes passantes importantes. A notre connaissance, ce problème n'est pas encore résolu et les solutions proposées ne répondent que partiellement aux exigences.

Dans cette optique, nous avons étudié en détail les potentialités des différentes technologies existantes à l'heure actuelle. Nous avons aussi travaillé sur les différentes techniques d'alimentation variable permettant de satisfaire ce besoin. Suite à ces réflexions, nous avons développé une nouvelle technique de commutation d'alimentations non encore publiée à notre connaissance.

Nous proposons, dans une première partie de ce chapitre, une description des deux technologies utilisées (Mosfet et GaN) pour la conception des alimentations variables. Ces deux filières sont déjà utilisées pour des applications RF et microondes de fortes puissances. En suite, nous présentons une synthèse de l'état de l'art des techniques d'alimentations commandées pour les systèmes de contrôle de polarisation. Enfin, nous présenterons les deux modules développés de gestion de polarisation pour atteindre les meilleurs performances possibles.

## 2.2 Présentation de la filière MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) et GaN (*Nitruure de Gallium*)

Dans cette partie, nous reviendrons en détail sur ces deux filières en évoquant les avantages et les inconvénients de chacune d'entre elles pour les applications développées.

### 2.2.1 Structure du transistor MOSFET

Son principe a été découvert par un physicien allemand, **Julius Edgar Lilienfeld**, dans les années 20. Le contrôle du courant grâce à une tension fut breveté par son fondateur. Son développement fut tardif à cause de l'absence de matériau innovant découvert au début des années 50. Initialement conçu dans les laboratoires Bell par **Atalla** et **Khang**, il fera son apparition dans les circuits intégrés en 1963.

Sa particularité par rapport aux autres types de transistors à effet de champ (*FET*) réside dans le dépôt d'une couche d'oxyde isolante entre l'accès grille et le substrat. La figure 2.1 présente une topologie de ces transistors où nous pouvons distinguer la capacité

MOS ayant pour rôle l'enrichissement ou l'appauvrissement du canal entre la source et le drain.

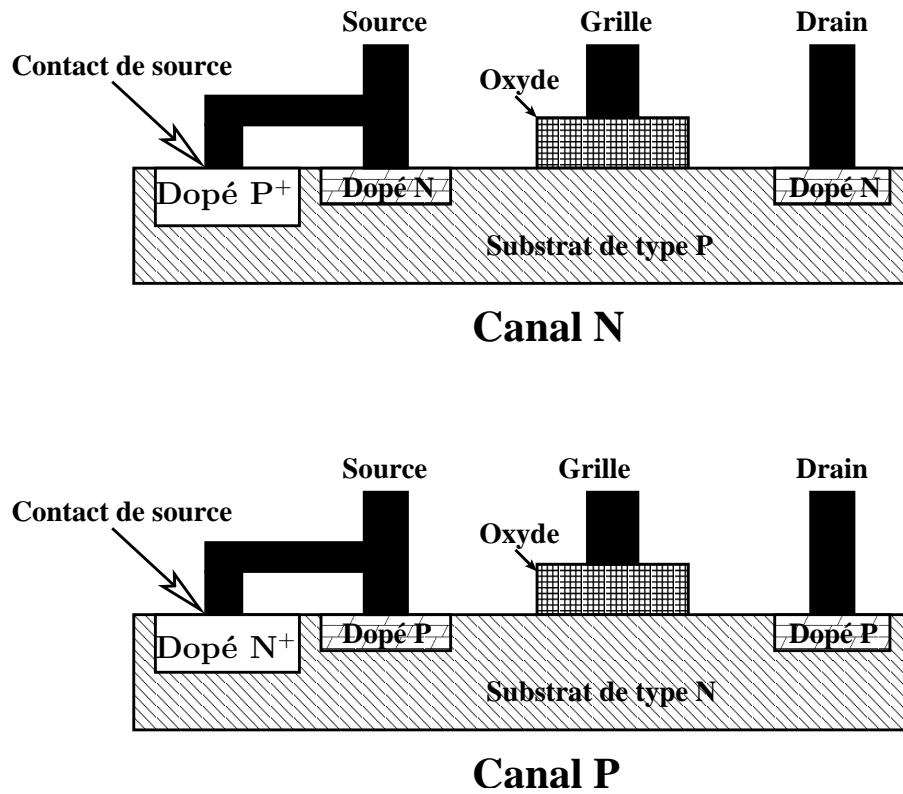


FIG. 2.1 – Structure Physique d'un transistor MOSFET (*vue de coupe*)

Suivant la polarité des porteurs (*électrons ou trous*) circulant dans le canal, ils sont appelés NMOS ou PMOS. Cette polarité détermine aussi les commandes de grille nécessaire au pincement et à la saturation des composants.

Sur la figure 2.2, l'ensemble des configurations possibles avec cette technologie est résumé. Nous pouvons voir les quatre structures et le fonctionnement des transistors MOSFET.

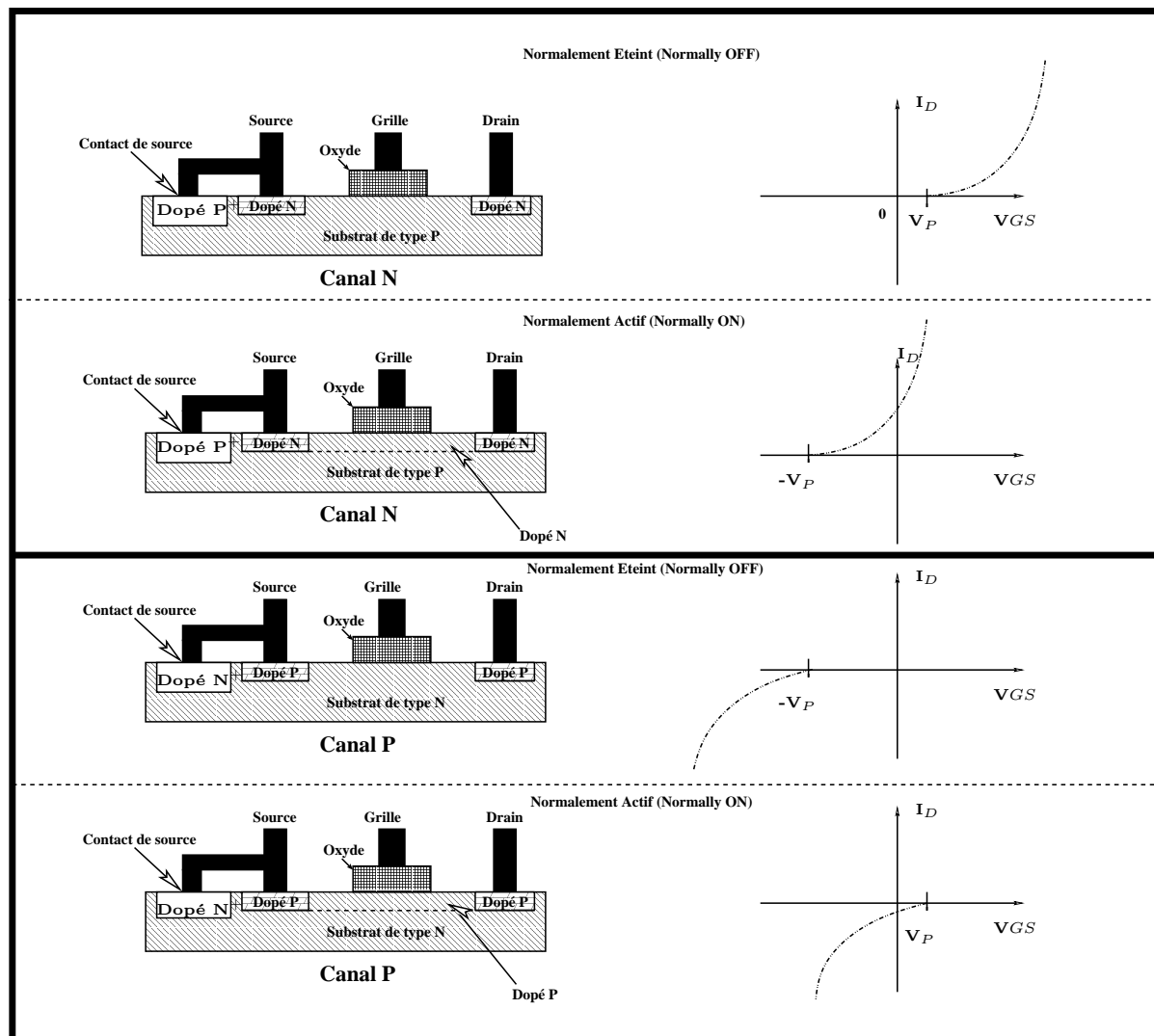


FIG. 2.2 – Différents fonctionnements des transistors MOSFET

De nombreuses études sur ce type de transistors [1, 2] ont permis d'améliorer la structure physique et les méthodes de fabrication. Les techniques de caractérisation [3] évoluent aussi dans le même sens.

Ces composants ne sont pas utilisés dans le domaine spatial à cause de leur sensibilité aux radiations ionisantes [4]. La capacité MOS ne permet pas de qualifier les composants pour les intégrer dans les appareils de vol. Aux fréquences microondes, leur utilisation reste aussi limitée jusqu'aux bandes L/S. En revanche, dans le domaine UHF, VHF, ils permettent d'atteindre des puissances de plusieurs dizaines de Watts.

### 2.2.2 Le transistor LDMOS (*Lateral Diffused Metal Oxide Semiconductor*)

Pour palier les performances des transistors MOSFET conventionnels, une filière basée sur une diffusion latérale des porteurs a été développée. Sur la figure 2.3, nous pouvons voir une coupe transversale d'un transistor LDMOS. Le puit dopé P<sup>+</sup> permet de relier la source directement au plan de masse contrairement à une topologie classique de MOSFET (fig.2.1). Il évite l'utilisation de via ou plot de raccordement introduisant des parasites. De plus, des profils de dopage différents réduisent les effets limitatifs (*surtensions, tension de claquage...*) des transistors MOSFET.

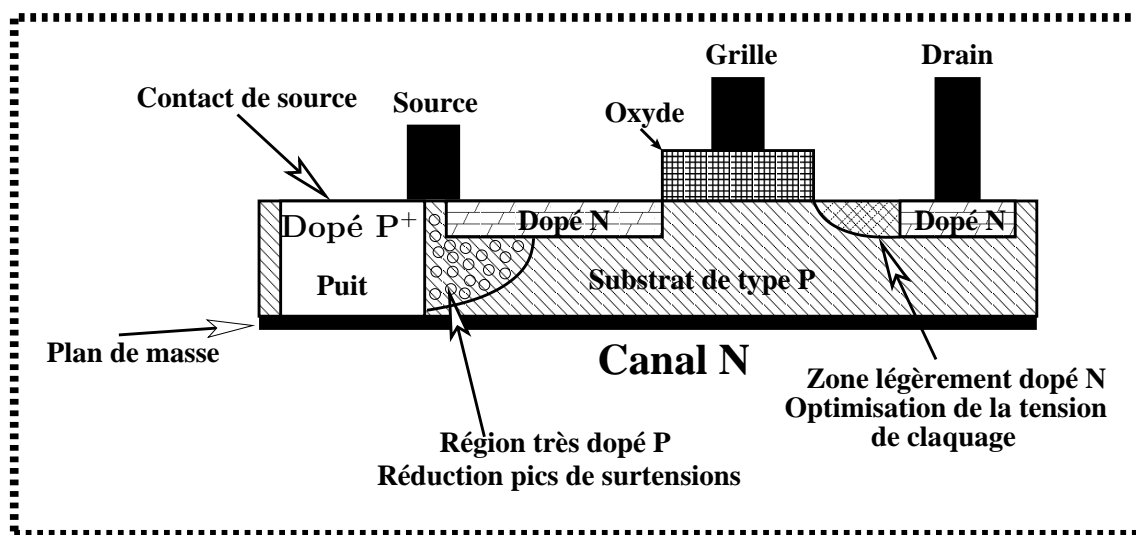


FIG. 2.3 – Structure d'un transistor LDMOS (*vue de coupe*)

De nombreux travaux font régulièrement l'objet de publications internationales [5, 6, 7, 8, 9, 10, 11]. Parmi tous les travaux cités, nombre d'entre eux traitent des systèmes mis en place pour les stations de base de la téléphonie mobile. Le challenge actuel est la réduction de la consommation tout en gardant une très bonne qualité de service.

Le transistor LDMOS peut aussi être utilisé pour des applications MMIC [6], un

prototype de transistor a été développé avec succès sur une technologie de 65nm à une fréquence maximale de 36GHz.

L'amplificateur large bande 100W décrit dans le prochain chapitre utilise cette technologie LDMOS. Le circuit de commande de polarisation associé a aussi été mis en oeuvre à partir de transistor LDMOS. Dans ce cas, les transistors sont utilisés en commutation. En fonction du type d'application, commutation ou amplification RF, les caractéristiques du transistor sont différentes.

### 2.2.3 Problématique du transistor LDMOS en commutation

Les transistors MOSFET sont souvent utilisés dans les systèmes de commutation (commande 0-5V et transistors complémentaires). La taille des transistors est un paramètre important pour obtenir les meilleures performances en commutation de ces composants. Sur la figure 2.4, nous pouvons voir la problématique principale exposée.

Deux contraintes majeures sont donc à prendre en compte pour utiliser un MOSFET en commutation :

- la consommation du composant pendant l'état saturé (ou ON), qui est directement liée au paramètre  $R_{DS(ON)}$
- la vitesse de commutation ( $\frac{dV}{dt}$ ) qui est liée à la capacité  $C_{GS}$ .



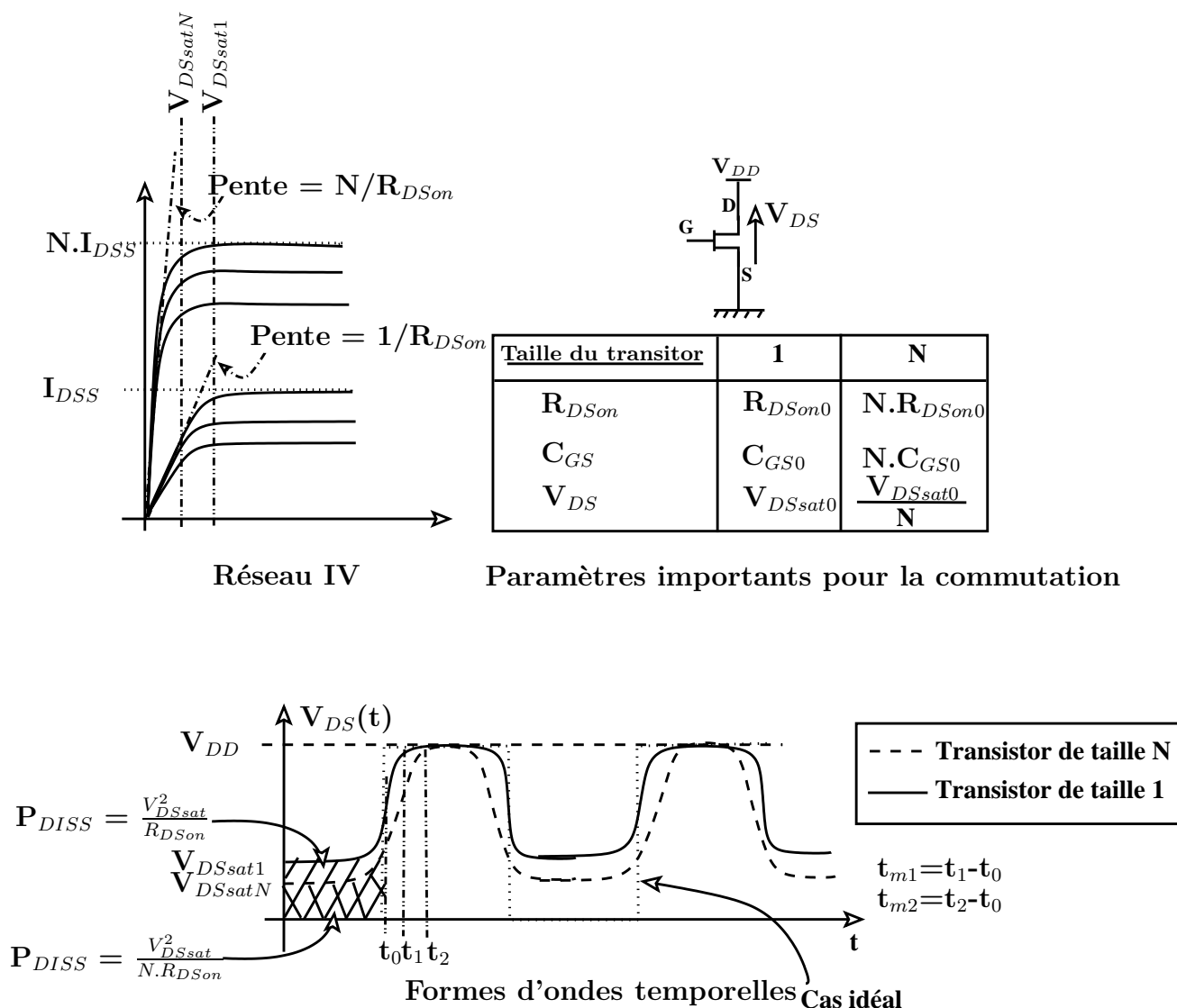


FIG. 2.4 – Problématique de la commutation

Pour obtenir une valeur de  $R_{DSON}$  la plus faible possible, il faut augmenter la taille du transistor ( $I_{DSS}$  maximum). Ceci a pour inconvénient d'augmenter également la capacité  $C_{GS}$  et de réduire la vitesse de commutation. Pendant ces phases de transition, le produit entre la tension et le courant est non nul augmentant la consommation du transistor. Le choix du composant permettant de combiner vitesse et consommation résulte donc en la recherche d'un compromis  $R_{DSON} - C_{GS}$ .

Parmi tous les travaux réalisés sur les transistors LDMOS pour la commutation, nous citons trois publications [12, 6, 13]. Sur ces références, en fonction de l'application souhaitée, la recherche du meilleur compromis entre vitesse et taille est mise en oeuvre.

Pour l'application large bande développée, nous avons utilisé des composants du commerce satisfaisant le cahier des charges (fort courant, haut rendement et grande vitesse de commutation). Notre choix s'est porté sur un composant de la société International Rectifier, IRF7471 ( $R_{DS(ON)} = 1\text{m}\Omega$ ,  $C_{GS} = 2.8\text{nF}$ ,  $t_{ON} = 12\text{msec}$ ).

Suivant la topologie des composants et leur domaine d'utilisation, une technologie peut paraître la plus adaptée par rapport à une autre. Pour l'amplification aux fréquences microondes, l'émergence de la technologie GaN constitue une alternative intéressante. Elle est en phase de maturation et son avènement constitue assurément un saut technologique significatif (*puissance et fréquence*) dans le domaine des composants actifs RF et microondes.

## 2.2.4 Émergence de la filière GaN

### 2.2.4.1 Présentation

Cette technologie grand gap apparaît comme une rupture technologique forte dans le domaine des transistors de puissance RF. La densité de puissance des composants est très élevée, plus de  $30\text{W}/\text{mm}$  de développement de grille pour certains. Le tableau 2.1 propose une comparaison entre les matériaux semi-conducteurs les plus utilisés à l'heure actuelle. La largeur de la bande interdite du GaN (*Nitride de Gallium*) est de  $3.39\text{eV}$ . Cette grandeur représente la quantité d'énergie nécessaire pour faire passer un électron de sa bande de valence (*état de repos*) à sa bande de conduction (*état d'excitation*). Elle démontre la robustesse de ce matériau à des températures élevées. Comme pour le carbure de silicium, le nitride de gallium résiste à un champ électrique supérieur à  $3.10^6\text{V}/\text{cm}$ . Le champ de claquage est la valeur du champ électrique que peut supporter le composant. Plus cette caractéristique est élevée, plus le composant sera capable de supporter des tensions de polarisation importantes. Pour ces matériaux, les tensions d'avalanche sont très élevées de l'ordre de la centaine de Volts. L'utilisation de tensions de polarisation ( $\geq 50\text{V}$ ) élevées est donc envisageable avec ce type de semi-conducteurs. L'arséniure de gallium est plus performant pour des applications très hautes fréquences du fait de sa mobilité d'électrons élevée. Pour la dissipation de la chaleur, les matériaux grand gap et notamment le carbure de silicium ont d'excellentes potentialités dans ce domaine.

Même si le GaN n'est pas optimum pour toutes les applications électroniques, il semble très homogène pour l'amplification de puissance hautes fréquences.

Le graphique, figure 2.5, positionne le Nitride de Gallium par rapport aux autres technologies pour des applications d'amplification de puissance.

Pour la filière GaN, trois structures de composants sont identifiables :

- HFET (Heterostructure Field Effect Transistor)
- MODFET (MODulation Doped Field Effect Transistor)

	Silicium	Arséniure de Gallium	Carbure de Silicium	Nitride de Gallium
Largeur de bande interdite (eV)	1.1	1.43	3.26	<b>3.39</b>
Champ de claquage ( $10^6 \text{V/cm}$ )	0.3	0.4	3	<b>3.3</b>
Mobilité des électrons à $300^\circ\text{K}$ ( $\text{cm}^2 \cdot \text{V}^{-1} \cdot \text{s}^{-1}$ )	1350	6000	800	<b>1500</b>
Conductivité thermique ( $\text{W} \cdot \text{cm}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ )	1.5	0.5	4.9	<b>1.7</b>
Constante diélectrique	11.8	12.5	10	<b>9</b>
Température Max ( $^\circ\text{C}$ )	300	300	600	<b>700</b>

TAB. 2.1 – Comparaison des paramètres physiques des différents matériaux semi-conducteurs

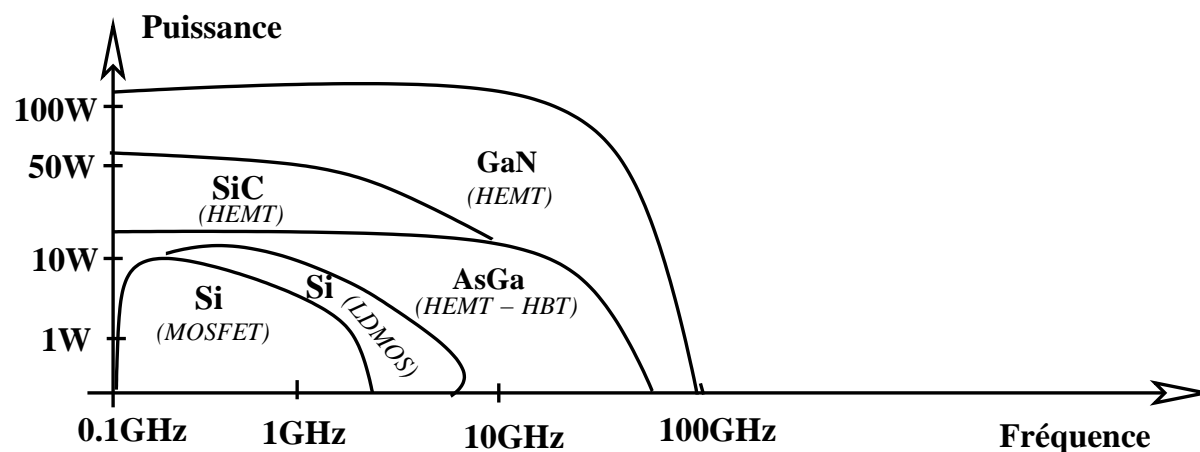


FIG. 2.5 – Diagramme des différentes technologies pour l'amplification de puissance

– HEMT (High Electron Mobility Transistor)

Pour ces travaux de thèse, nous avons utilisé des transistors HEMT GaN, constitués principalement de deux couches AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub> (fig.2.6). La différence d'énergie entre les niveaux de Fermi de ces deux matériaux va induire une discontinuité lors de la juxtaposition des deux couches (*alignement des niveaux de Fermi des deux matériaux*). Cette discontinuité génère un puit quantique. Il s'agit d'un "réservoir" dans lequel la longueur d'onde des électrons stockés est du même ordre de grandeur que la largeur du canal (1 ou 2 nm). Le courant circulant dans cette structure est appelé gaz bidimensionnel d'électrons (*noté 2DEG*). Ce flux d'électrons est ensuite régulé par le contact schottky entre la couche AlGa<sub>N</sub> et le plot de grille.

Après cette présentation de la technologie GaN et plus particulièrement de l'hétérojonction AlGa<sub>N</sub>/Ga<sub>N</sub>, nous allons voir les effets limitatifs de cette technologie en plein développement.

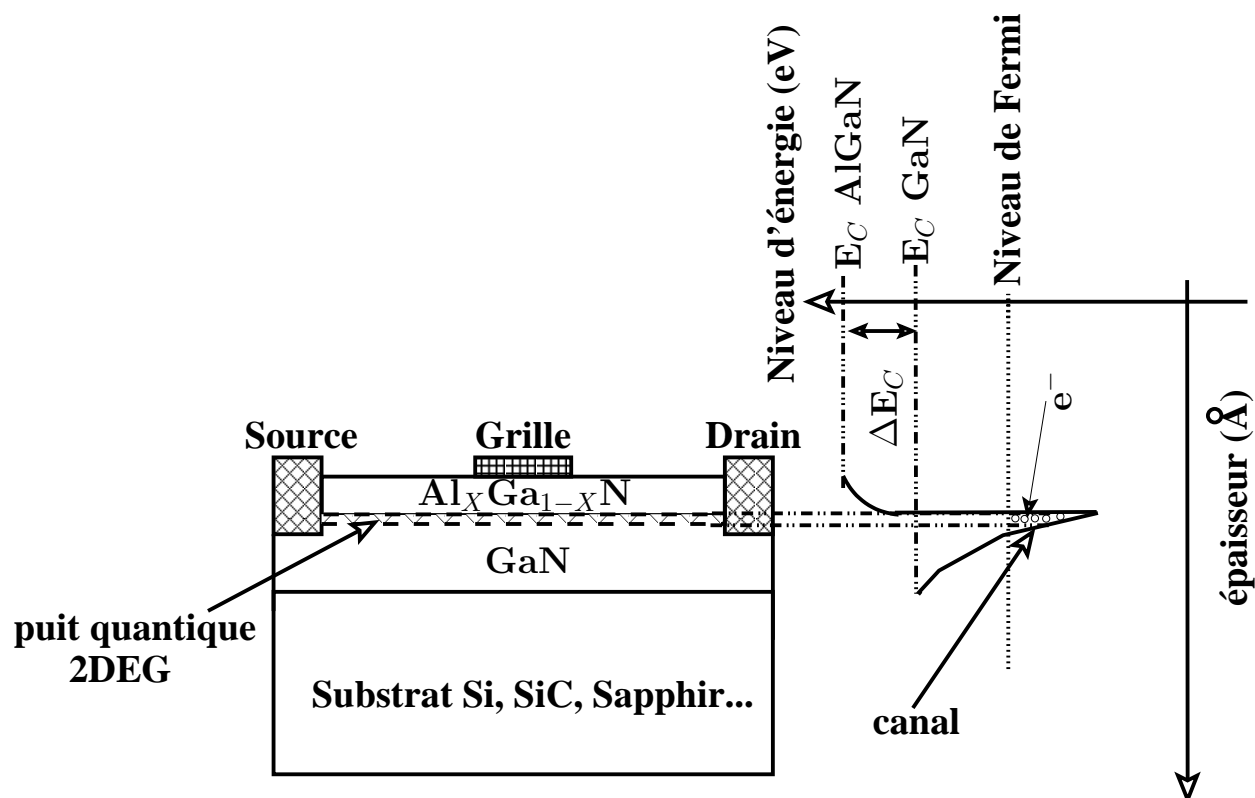


FIG. 2.6 – Structure d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN (vue de coupe)

#### 2.2.4.2 Effets limitatifs

- Phénomènes de pièges

Cette technologie rencontre certaines limitations telles que les phénomènes de pièges. Sur la figure 2.7, les effets de pièges de drain ("*Drain Lag*") et de grille ("*Gate Lag*") sur le réseau IV sont présentés. Ces réseaux sont tracés à partir de mesures en impulsion effectuées sur les bancs de mesure de XLIM et de AMCAD engineering. En fonction du point de repos choisi (*définition de l'état des pièges*), l'influence de ces défauts est plus ou moins importante. L'identification des pièges de drain et de grille s'effectue en choisissant deux tensions de polarisation pour chacun d'entre eux. La mesure est réalisée pour un courant de drain nul (polarisation à froid) pour s'affranchir des effets thermiques [14]. Ces pièges sont induits par des impuretés du réseau cristallin, la présence de dislocations.... Ces défauts génèrent des états d'énergie intermédiaires qui peuvent capturer ou émettre des électrons (pièges). Deux types de pièges sont possibles : les donneurs et les accepteurs. Un piège de type donneur peut être soit positif soit neutre. Un piège de type accepteur peut être soit négatif soit neutre.

Dans les fonderies, de nombreux travaux d'investigation sont réalisés pour réduire ces impuretés et leurs effets [15, 16].

Une étude complète de ces effets de pièges avec une modélisation électrique de ces effets

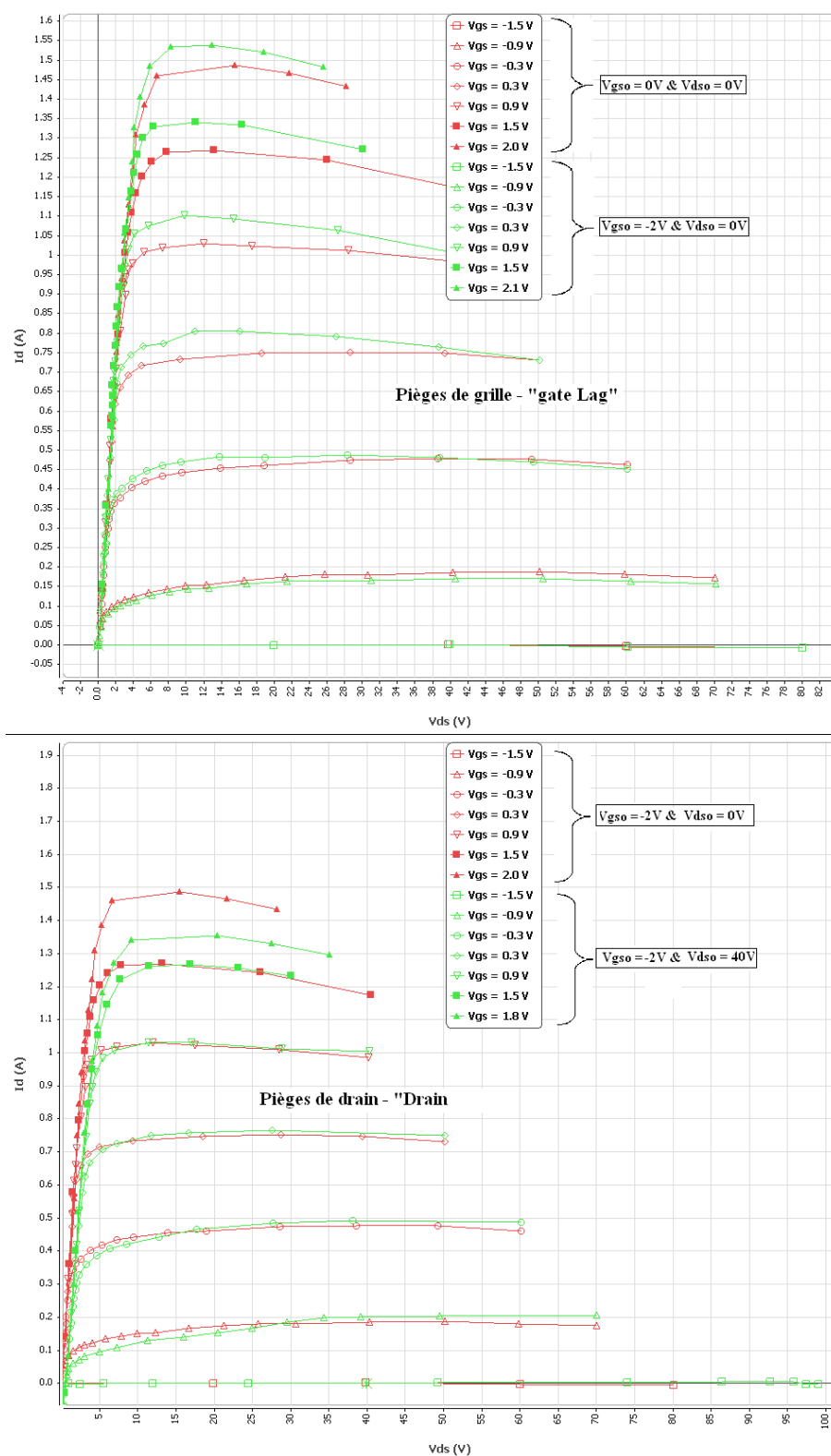


FIG. 2.7 – Influence des pièges de grille (haut) et des pièges de drain (bas) sur le réseau IV

a été réalisée par Olivier Jardel pendant ces travaux de thèse à l'université de Limoges [14, 17] en collaboration avec le laboratoire III-V Lab.

Les premiers transistors conçus présentent un  $R_{DSON}$  très élevé (de l'ordre de  $5\Omega$  pour les réseaux tracés figure 2.7). Nous avons vu, au paragraphe 2.2.3, que ce paramètre influe beaucoup sur la consommation des commutateurs. L'autre effet sur les signaux est l'influence des pièges sur les constantes de temps de charge et de décharge. Sur la figure 2.8, nous pouvons voir que ces constantes de temps ne sont pas les mêmes, les pièges de grille sont beaucoup plus lents que ceux de drain.

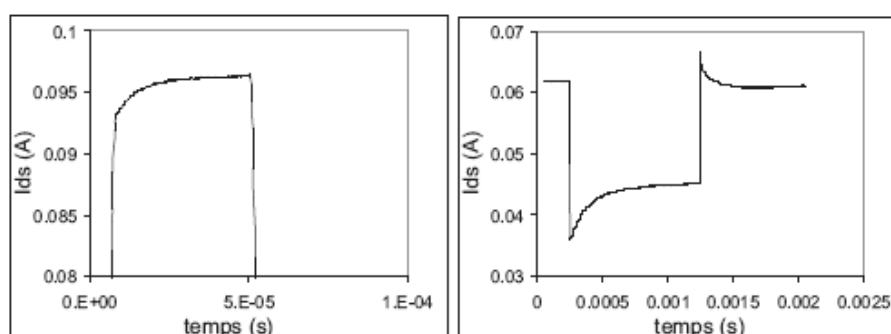


FIG. 2.8 – Influence des pièges de grille (à gauche) et des pièges de drain (à droite) sur la forme du courant de drain pour un HEMT  $8 \times 75 \mu\text{m}$ . Sur la courbe de gauche,  $V_{DS} = 10 \text{ V}$  et  $V_{GS}$  passe de  $-6$  à  $-4,8 \text{ V}$ ; sur la courbe de droite,  $V_{GS} = -5 \text{ V}$  et  $V_{DS}$  passe de  $22$  à  $18 \text{ V}$ . Les variations des courants et des tensions sont suffisamment faibles pour pouvoir négliger les effets thermiques, et les transitoires mesurés sont donc révélateurs des effets de pièges uniquement (source thèse [14]).

Pour la commutation, ils agissent directement sur les constantes de temps. Nous allons, maintenant, regarder les perturbations apportées par les phénomènes d'auto-échauffement.

- Phénomènes thermiques

Pour ces composants GaN, les densités de puissance mises en jeu sont élevées. Pour dissiper cette puissance, deux substrats (*ayant des propriétés cristallines proches du GaN*) sont actuellement utilisés : le silicium (Si) et le carbure de Silicium (SiC). Le Si est le plus couramment utilisé grâce à son faible coût mais ses potentialités pour dissiper la chaleur sont limitées. Par contre, le SiC présente une résistance thermique plus faible, il est préféré pour des applications de fortes puissances ( $\geq 30\text{W}$ ).

Comme pour les Mosfets, ces composants peuvent être conçus pour des applications RF & microonde et pour de la commutation. L'impact des effets thermiques n'est pas le même suivant le type d'application. En mode CW, l'auto-échauffement du transistor est important et agit directement sur les performances en puissance. En fait, l'augmentation de la température diminue la mobilité des électrons entraînant une réduction du courant de drain. Des modèles électrothermiques de transistors prennent en compte ces effets pour la conception d'amplificateur de puissance [18]. A notre connaissance, il n'existe pas de transistors GaN dédiés à la commutation dans le commerce. Les fortes puissances dissipées

pendant les états ON de commutation peuvent être un frein à la commutation.

## 2.3 Principes d'une commande dynamique de polarisation

Le principe de commande de polarisation est celui de l'ET (*Envelope Tracking*) développé dans le chapitre 1. Dans ce paragraphe, nous allons rappeler le principe de base de ce type de commande avant de détailler les solutions proposées.

La commande de polarisation 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 du signal modulé après une détection (fig.2.9) ou directement des signaux I et Q en bande de base [34].

Dans tous les cas, le système de commande de polarisation doit répondre de façon générale, au cahier des charges suivants :

- Avoir une dynamique suffisante adaptée à la dynamique de l'enveloppe à traiter (PAPR :  $\approx 3\text{dB}$  en 16QAM,  $\approx 12\text{dB}$  en OFDM)
- Délivrer une tension de sortie suffisante jusqu'à 50V pour des composants GaN avec un courant de quelques ampères
- Avoir une bande passante suffisante allant du DC à quelques MHz, voire quelques dizaines de MHz ( $\leq$  Bande passante de l'enveloppe)
- Présenter le meilleur rendement possible afin de ne pas dégrader le rendement global de l'amplificateur
- Délivrer, si nécessaire, une tension de commande pour la grille

De façon à conférer au système de commande une flexibilité par rapport à l'application, il faut intégrer des solutions indépendantes du schéma de modulation.

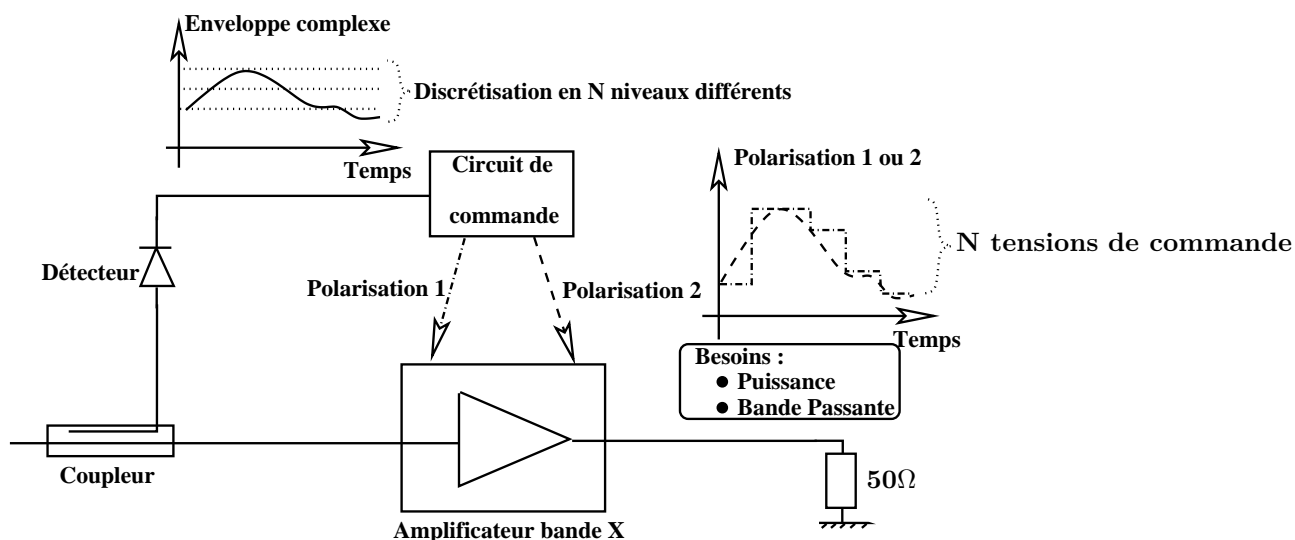


FIG. 2.9 – Principe général d’une commande de polarisation

L’étude bibliographique sur ce thème montre que les solutions proposées peuvent être classifiées selon deux grandes familles :

1 Les systèmes dits "analogiques", ce sont tous 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 repose sur les convertisseurs DC-DC qui permettent d’obtenir de fortes puissances mais des bandes limitées.

2 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 (fig.2.9). A chaque niveau discrétisé correspond une tension de commande en sortie. Le nombre N d’alimentations à commuter est limité ( $\leq 5$  en général). Cette technique permet d’atteindre des bandes passantes plus importantes que les systèmes dits "analogiques".

## 2.4 Commande analogique de polarisation : convertisseur DC/DC

### 2.4.1 État de l’art

Une commande dite "analogique" est réalisée avec un circuit de puissance capable de fournir une tension variable (*quelques volts*) avec une certaine bande passante. A titre d’exemple, pour l’application développée avec Thalès communications, la bande passante est de 5MHz et la tension de sortie maximale est de 30V avec un courant de 6-7A.

La génération de ce signal basse fréquence doit être réalisée grâce à des techniques



à haut rendement : "Buck Converter", convertisseur DC/DC, modulateur classe S... pour ne pas dégrader le rendement de l'amplificateur. Pour réaliser ces fonctions de conversion d'énergie (fig.2.10), la plupart des dispositifs utilisent des composants actifs en commutation (diodes PIN, transistor LDMOS...).

La figure 2.10 illustre le principe du convertisseur DC-DC, un signal de commande permet de "hacher" la tension DC appliquée aux composants en commutation. Des circuits de filtrage passe-bas reproduisent les variations de tensions désirées en sortie.

La commande du commutateur va déterminer la forme de l'onde en sortie, le rendement et le filtrage nécessaire. Les signaux les plus couramment mis en place pour ce type d'application sont la modulation PWM (*Pulse Width Modulation*) et  $\Sigma\Delta$  (*Sigma Delta*). Pour la modulation PWM, la période du signal appliqué est constante, seul le rapport cyclique varie. Dans le cas d'une modulation  $\Sigma\Delta$ , le signal est composé d'une succession d'états haut et bas. La fréquence d'échantillonnage ( $f_s$ ) doit être au moins dix fois supérieure à la fréquence maximale de l'enveloppe du signal RF. Pour ces deux types de modulation, un simple filtre passe-bas est nécessaire pour réaliser la démodulation. Les différents commutateurs utilisés pour ce type de conversion fonctionnent à la fréquence  $f_s$ .

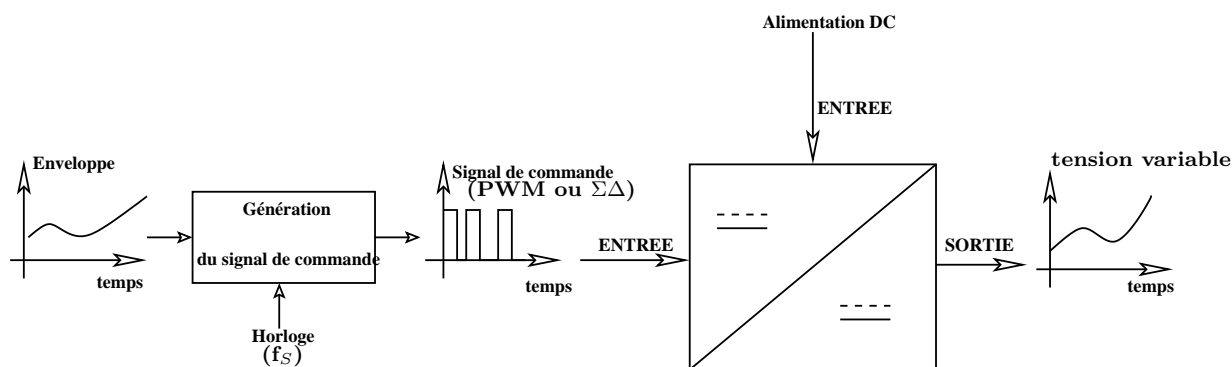


FIG. 2.10 – Synoptique d'un convertisseur DC/DC

Ces différentes approches ont été initialement utilisées pour la commande de moteurs ou pour des amplificateurs audio à haut rendement.

La figure 2.11 propose un schéma de principe du convertisseur "abaisseur de tension". La tension de sortie sera plus faible que la tension  $V_{DC}$  dans la configuration proposée. En fonction du signal de commande du commutateur et du filtrage utilisé, la tension de sortie ( $V_{SORTIE}$ ) varie entre 0 et  $V_{DC}$ . Les rendements de circuits récents varient entre 75% et 95%.

A partir des différents enseignements issus de travaux d'électrotechnique, de nombreux convertisseurs DC/DC ont été réalisés pour la commande de polarisation d'amplificateurs de puissance hautes fréquences.

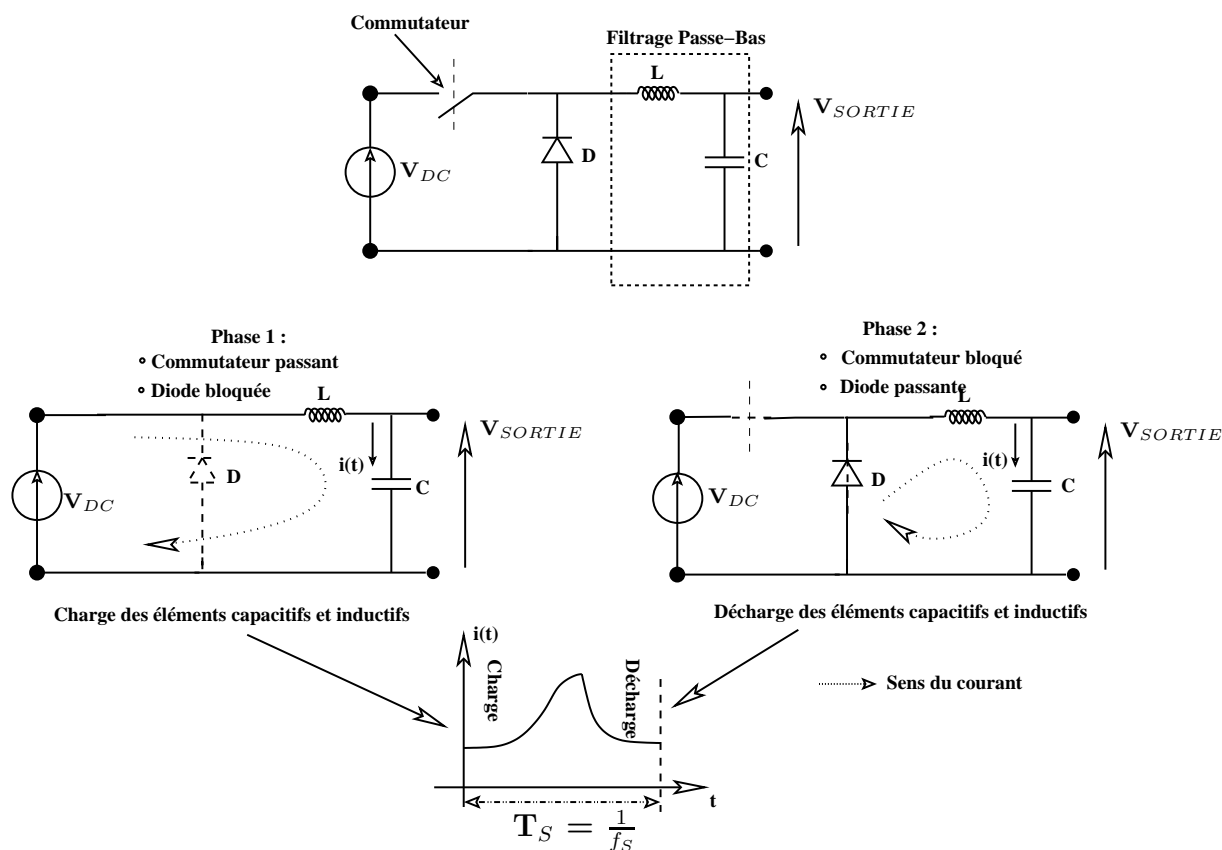


FIG. 2.11 – Schéma de principe et phases de fonctionnement d'un "Buck Converter" (ou modulateur classe S)

Une publication de 2000 [35] présente de bons résultats obtenus grâce à une alimentation variable et une prédistorsion numérique. Ce module a été conçu pour fonctionner sur le système américain de téléphonie mobile (IS-95 CDMA), la bande de modulation est de 1MHz. Grâce à ce convertisseur, le système maintient un rendement global d'environ 40% sur une gamme de puissance de sortie allant de 15dBm à 25dBm. De plus, la combinaison de cette alimentation variable et d'une prédistorsion numérique permet d'atteindre une très bonne linéarité ( $ACPR = -44dBc$ ).

Wong, Abed et Kazimierzuk [36] ont développé un "Buck Converter" MMIC en technologie CMOS. Il a été conçu pour délivrer une tension de sortie de 1V pour une tension DC appliquée de 1.2V. Le courant de sortie est de 120mA. Un circuit quatre fois plus petit que ceux développés dans les derniers travaux publiés a été réalisé avec un rendement de plus de 90%. Ce circuit sera intégré dans de futures applications sur MMIC.

La publication [37] propose une nouvelle piste de recherche concernant le contrôle et la génération d'un signal PWM utilisé pour la commande de convertisseur "abaisseur de tension". Une démonstration sous le logiciel SIMULINK démontre l'efficacité de la technique.

L'augmentation des fréquences de commutation réduit les performances (*surtout*

le rendement) des convertisseurs. Des études ont été effectuées ou sont en cours de développement sur le sujet. La publication [38] propose une étude théorique montrant l'influence de la vitesse de commutation sur leur rendement et une solution intéressante pour réduire les pertes importantes à chaque instant de commutation et notamment lorsque les transistors deviennent passants.

Parue en 2007, la publication [39] étudie les performances de deux types de transistors MOSFETs. Ils sont utilisés dans des "Buck Converters" pour des applications à quelques MHz. Cette comparaison montre que les transistors LDMOS semblent bien adaptés au besoin.

Le sujet [40] développé par Chang et publié en 1995 montre le lien entre la conversion DC/DC et celle "abaisseur de tension". La robustesse de ce convertisseur est décrit. Au travers de simulation, il propose une solution pour le design de convertisseur DC/DC.

Appliquée à un amplificateur DOHERTY conçu à partir de transistor bipolaire, la référence [41] propose une architecture innovante de commande de polarisation de base. La figure 2.12 montre l'architecture mise en oeuvre pour commander l'étage de puissance. Pour obtenir un rendement élevé, les auteurs utilisent des transistors en commutation pour la mise en forme des signaux de commande. Une étude sur l'influence des résistances de polarisation est aussi présentée sous forme de graphique. Ce module de commande de polarisation fournit un courant de 300mA environ sous une tension de 3.4V avec un rendement supérieur à 90%.

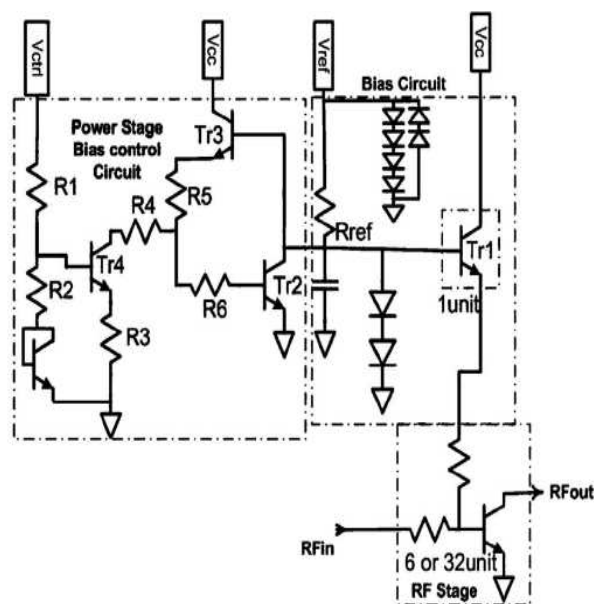


FIG. 2.12 – Principe innovant de commande de polarisation d'amplificateur à base de transistors bipolaires (schéma issu de la publication [41])

Dans la référence suivante [42], Draxler et son équipe ont développé un système de commande très intéressant. Ce système est constitué par l'association d'un amplificateur BF linéaire (rendement = 50%) et d'un "Buck Converter" ayant un rendement de 90% (fig.2.13). L'amplificateur BF fournit les variations de tension nécessaires au contrôle de polarisation. Le courant moyen est fourni par le transistor en commutation en fonction des variations de l'enveloppe. Le rendement global de ce système est d'environ 64%, il délivre une tension crête de 29.2V pour une valeur moyenne de 12.4V sur une charge résistive de 4-5Ω.

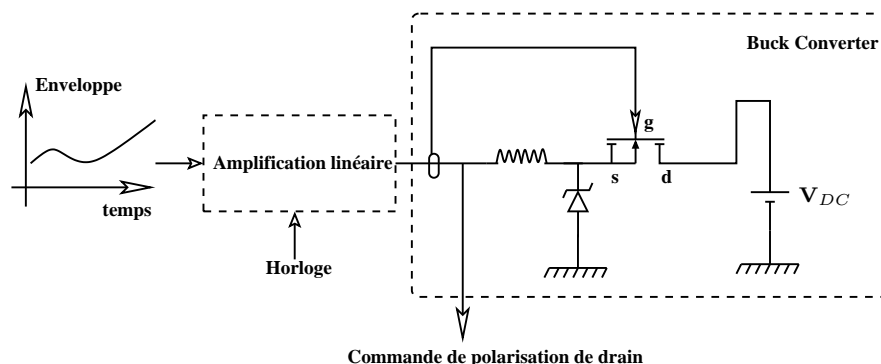


FIG. 2.13 – Commande de polarisation pour la commande d'un amplificateur LDMOS

La mise en forme des signaux de commande peut être réalisée à partir de composants numériques tel qu'un DSP (*Digital Signal Processing*). La publication [43] montre les améliorations apportées par un système de commande de polarisation (fig.2.14) à un amplificateur fonctionnant à 2.4GHz. Le signal formé par le DSP est ensuite amplifié par un amplificateur BF large bande. En sortie de ce système de commande, une tension variant de 0 à 5V est disponible pour alimenter le drain des transistors. Il dispose d'une bande passante de 26.88MHz pour une fréquence d'échantillonnage de 107.52MHz.

La référence [44] propose une architecture de convertisseur DC/DC basée sur l'association de deux "Buck Converters"(fig.2.15). Le signal de commande est un signal PWM. Le circuit fournit à l'amplificateur de puissance une tension crête de 4.5V pour un courant de 200mA. le rendement de cette amplificateur est de 82%. La bande passante du signal à transmettre est de 3.84MHz.

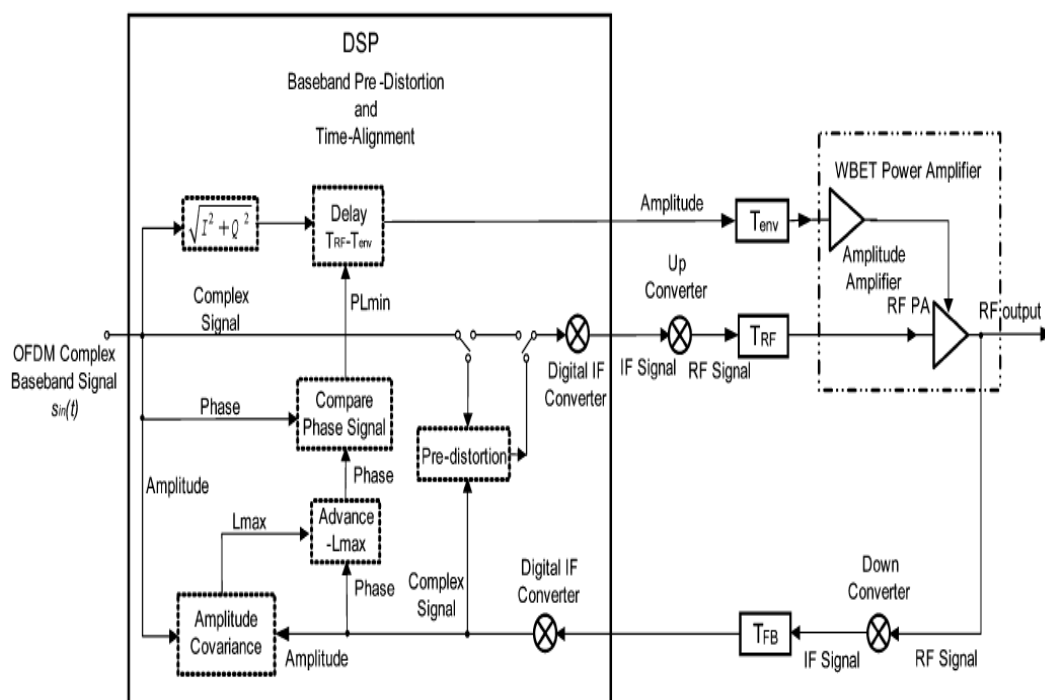


FIG. 2.14 – Commande analogique de polarisation à partir d'un traitement des signaux IQ en bande de base (schéma issu de la publication [43])

L'avantage du montage "SEPIC" (*Single Ended Primary Inductance Converter*) sur la figure 2.16 et proposé par la référence [45], est le mode de commutation des transistors. Pour cette technique, les sources des transistors sont reliées à la masse facilitant ainsi le contrôle. Ce montage est capable de fournir 125 watts sur une charge de  $15\Omega$  avec un rendement de 80%. La fréquence d'échantillonnage est de 20MHz et la bande passante du convertisseur est de 1.25MHz.

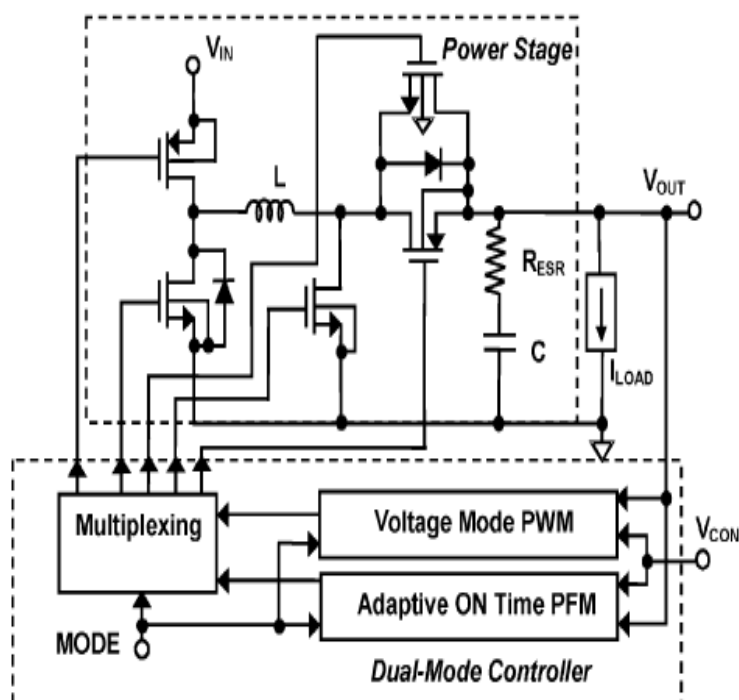


FIG. 2.15 – Schéma de principe du convertisseur "Buck-Boost" (schéma issu de la publication [44])

Nous avons regroupé les quatre publications [46, 47, 48, 49] en un même paragraphe car les circuits de commande sont identiques (fig.2.17), seul le domaine d'application de l'amplificateur de puissance change. Il s'agit du schéma présenté dans le chapitre 1, paragraphe 1.5.3. La première publication [46] utilise ce circuit pour alimenter un amplificateur fonctionnant à 2.4GHz. La bande passante du circuit de commande est de 20MHz pour une fréquence moyenne de commutation de 5-6MHz. Le rendement de ce dispositif est de 75%. Une autre application [47] pour un signal OFDM à 2.4GHz a été développée. Le système de commande fournit une tension de 3.3V dans une bande de fréquence de 20MHz avec un rendement de 65%. Il est aussi utilisé dans une publication W-CDMA [48] où le rendement du circuit de commande est supérieur à 70% pour des tensions crêtes de 30V, la bande passante du système est de 300kHz pour une fréquence de commutation de 1.28MHz. Le dernier papier évoqué ici propose une solution similaire à celle développée pour une application WiMAX. Les tensions fournies par ce système peuvent atteindre 30V crête pour des courants de quelques centaines de mA. Pour une bande passante de 10MHz, le rendement de ce circuit de commande est de 65%.

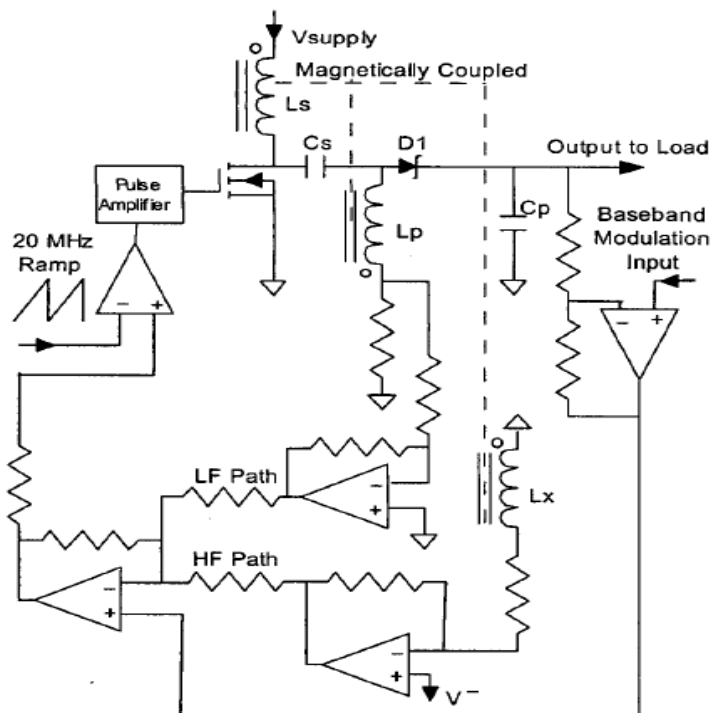


FIG. 2.16 – Schéma de principe du convertisseur SEPIC (schéma issu de la publication [45])

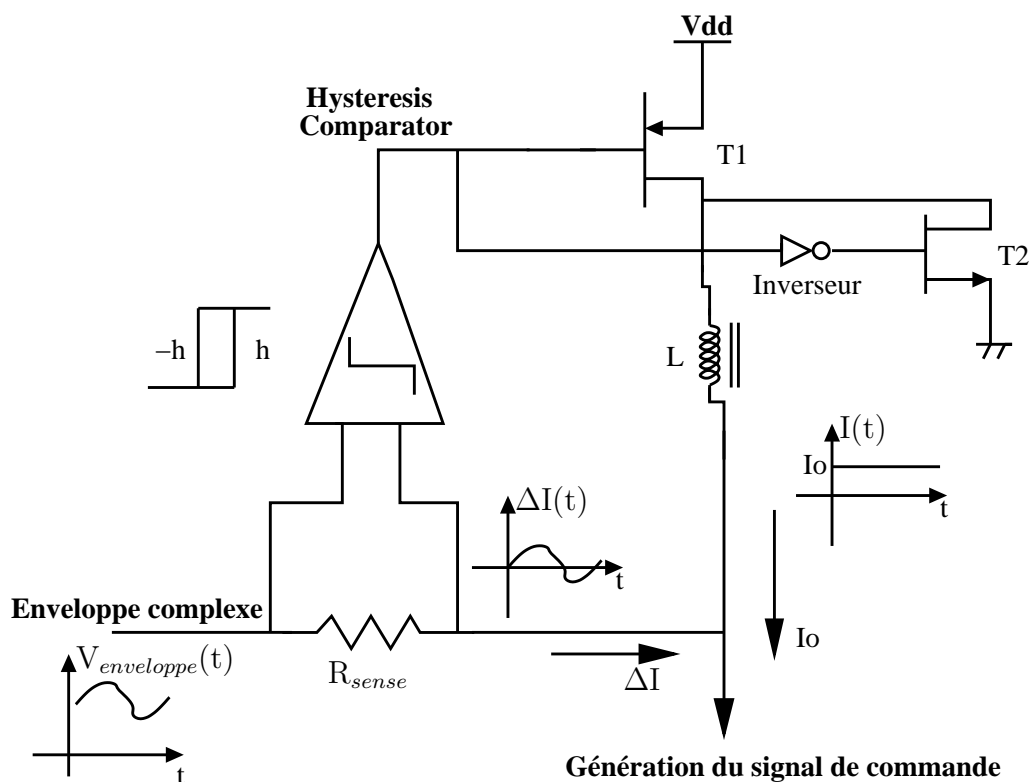


FIG. 2.17 – Système de commande de polarisation analogique

La référence [50] présente un amplificateur de puissance à polarisation auto-adaptée pour une application de téléphonie mobile américain. Les auteurs ont mis en place un système de contrôle de polarisation à partir d'un modulateur classe S. Une caractérisation préliminaire de l'amplificateur a abouti au tracé de la loi de commande optimale pour maintenir une très bonne linéarité sur la gamme de puissance souhaitée. Grâce à cette commande de tension de polarisation, le rendement est augmenté de plus de 9 points par rapport au cas où l'amplificateur fonctionne à polarisation fixe. Cette démonstration a été réalisée pour un débit d'information de 1MHz, les puissances de sortie obtenues sont de 2W crête.

Sur le même principe, la publication [51] montre l'efficacité de ce système de commande pour une application UHF. Le signal de commande est un signal PWM à une fréquence de 5MHz, la bande passante de ce système de commande est supérieure à 100kHz.

Une comparaison intéressante entre un amplificateur DOHERTY, classe AB et commandé est réalisée dans la publication [52]. Le système proposé utilise un signal PWM pour commander un amplificateur classe D. Un filtre passe-bas en sortie permet la récupération des variations de l'enveloppe, image de la puissance appliquée à l'entrée de l'amplificateur. Ce circuit offre la possibilité de travailler sous une tension de 1.8V ou de 3.3V. Ce prototype a été conçu sur une puce de  $2.1 \times 1.2 \text{ mm}^2$  en technologie CMOS de  $0.18\mu\text{m}$ . Un gain de 20 points sur le rendement par rapport à un amplificateur classe AB classique a été mesuré.

Dans le même souci d'intégration, un autre modulateur basé sur le principe de la conversion DC/DC fournit une tension de 5V avec un courant de 500mA [53]. La fréquence d'échantillonnage utilisée est de 1.3MHz. Pour ces conditions de fonctionnement le rendement du modulateur est de 85%.

A la conférence RFIC (*2008 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*), une session complète était dédiée aux alimentations variables pour la commande de la polarisation d'amplificateurs de puissance. De nombreux prototypes intégrés ont été conçus comme les deux précédents. La référence [54] propose un convertisseur DC/DC directement intégré à l'amplificateur lors du process de fabrication. Le rendement du convertisseur DC/DC est supérieur à 90% pour des spécifications rentrant dans la norme GSM850/900.

Un dernier papier [55] sur une application GSM présente les résultats obtenus pour un modulateur de fréquence d'horloge de 10MHz. Le filtre passe-bas situé à l'entrée de l'accès DC du transistor a une bande passante de 50kHz. Le rendement de ce modulateur est supérieur à 65% pour une puissance de sortie de modulateur de 27.5dBm.



Pour clore ce paragraphe sur l'état de l'art des systèmes de commande analogique, nous avons résumé les différentes performances de ces circuits dans un tableau (tab.2.2) afin de bien situer notre travail.

Publications	$f_{HORLOGE}$ (MHz)	Bande Passante (MHz)	$V_{OUT}$ (V)	$I_{OUT}$ (A)	$\eta$ (%)
[35]		1	12	$\leq 1$	$\geq 80$
[36]	100		1.2	0.120	$\geq 97.9$
[38]		5	de 1.3 à 6.1	$\approx 0.3$	
[39]	5	$\leq 1$	30	quelques A	70
[41]		0.836	3.4	0.3	90
[42]		3.84	29.2	$\leq 5A$	60
[43]	107.52	16.25	4.4	quelques mA	$\geq 90$
[44]		3.84	4.5	0.2	82
[45]	20	1.25			80%
[46]	20 (moy)	5-6			75
[47]		20	3.3		65
[48]	1.28	0.3	30		70
[49]		$\leq 1$	30 crête	quelques mA	65
[50]		1z	quelques Volts	quelques mA	
[51]	5	$\geq 100$	3.3	0.3	$\geq 90$
[52]	50		3.3	0.3	
[53]		1.3	5	0.8	85
[54]					90
[55]	10	0.05			65

TAB. 2.2 – Bilan des performances des systèmes de commande analogique

La plupart des convertisseurs DC/DC développés dans ce paragraphe ont des bandes passantes modérées. Ils fournissent des tensions et des courants assez faibles. Cet état de l'art nous fait aussi prendre conscience de la difficulté de générer des signaux PWM et  $\Sigma\Delta$  avec des fréquences d'échantillonnage élevées ( $f_s$ ).

La première partie de ce travail se situe à la frontière entre les applications d'électrotechnique et celles décrites pour des systèmes télécoms. Les puissances moyennes mises en jeu sont de l'ordre de la centaine de Watts crête.

## 2.4.2 Etude, conception et réalisation de la commande pour l'amplificateur 100W LDMOS

L'alimentation à concevoir doit fournir une puissance crête supérieure à 150W avec une bande passante de l'ordre du MHz.

Le cahier des charges qui nous a été fixé est le suivant :

- Plage de tensions DC à fournir : 10@30V
- Courant DC consommé : 4@6A
- Bande Passante :  $\geq 1\text{MHz}$
- Impédance de charge : 3@10 $\Omega$
- Rendement souhaité : le plus élevé possible

Pour satisfaire ces importantes contraintes, la solution proposée est l'association d'un modulateur  $\Sigma\Delta$  [56, 57, 58, 59, 60, 61] et d'un modulateur classe S [39, 62] équivalent à un convertisseur DC/DC ("Buck Converter", [63, 64]). La figure 2.18 présente le synoptique du système mis en oeuvre au cours de ces travaux de thèse. En sortie du modulateur  $\Sigma\Delta$ , un train binaire, formé de 0V et +5V fonction de l'amplitude du signal à l'entrée, permet le fonctionnement du modulateur classe S en mode "Bloqué/Saturé" garantissant un rendement élevé de l'ensemble.

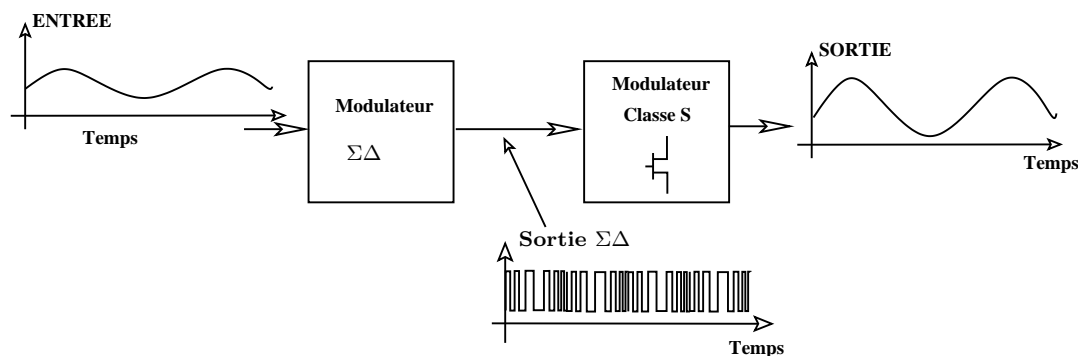


FIG. 2.18 – Synoptique de la topologie choisie

### 2.4.2.1 Analyse du modulateur $\Sigma\Delta$

Le modulateur  $\Sigma\Delta$  est composé de trois fonctions principales :

- Soustraction
- Intégration
- Comparaison

• Principe théorique

Pour mieux comprendre le principe de la modulation  $\Sigma\Delta$ , nous allons décrire le fonctionnement du modulateur.

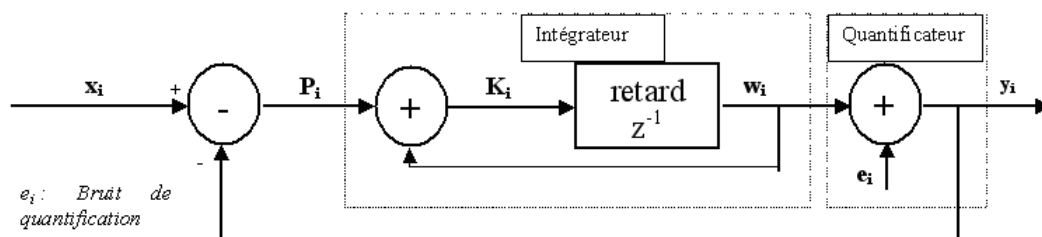


FIG. 2.19 – Synoptique de la topologie choisie

Une discrétisation de la structure est proposée sur le schéma figure 2.19. A partir de cette structure de base, nous avons les équations suivantes [65] :

$$P_i = x_i - y_i \quad (2.1)$$

$$K_i = P_i + w_i \quad (2.2)$$

$$w_i = K_{i-1} = P_{i-1} - w_{i-1} = x_{i-1} - e_{i-1} \quad (2.3)$$

$$y_i = w_i + e_i = x_{i-1} + (e_i - e_{i-1}) \quad (2.4)$$

On démontre (cf. [65] page 7) que le spectre de sortie peut s'écrire :

$$N(f) = E(f) \times |1 - e^{-j\omega t}| = 2 \times e_{RMS} \times \sqrt{2} \times \sinus\left(\frac{\omega \times T_S}{2}\right) \quad (2.5)$$

$$\text{où } \omega = 2 \times \pi \times f_o \text{ et } T_S = \frac{1}{f_S}$$

$$\text{avec } f_S \approx 4 \text{ à } 5 \otimes f_o$$

$f_S$  : fréquence d'échantillonnage

$f_o$  : fréquence maximale du signal à l'entrée

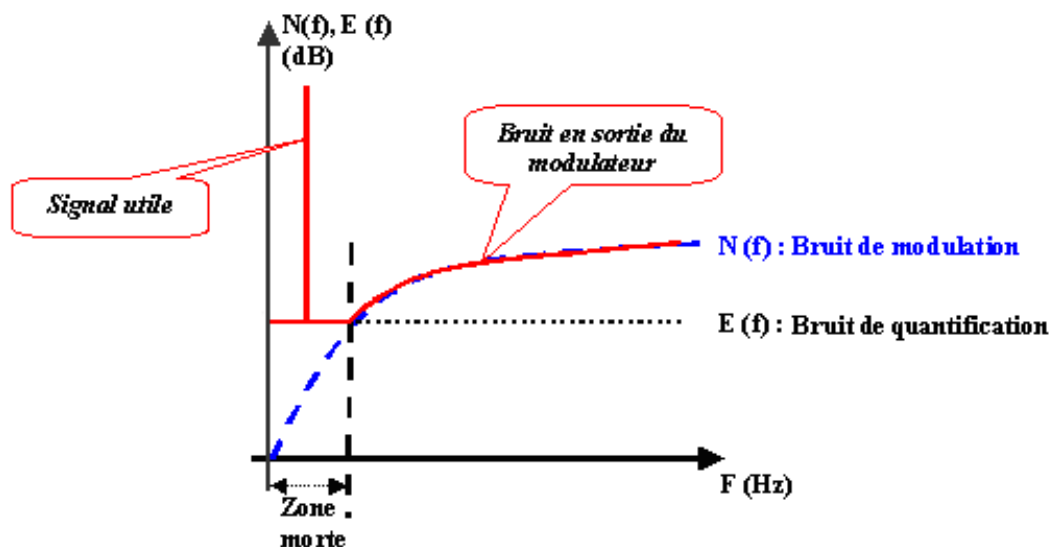


FIG. 2.20 – Spectre théorique en sortie du modulateur  $\Sigma\Delta$

Sur la figure 2.20, le spectre de sortie du modulateur  $\Sigma\Delta$  montre une réjection du bruit vers les hautes fréquences, ce qui constitue une propriété intéressante de cette modulation. Si l'on modifie l'ordre de l'intégrateur, la réjection du bruit sera plus importante et la zone morte est plus étendue.

Sur la figure 2.21, les différents signaux à chaque noeud sont représentés. Le signal à l'entrée du modulateur pour cet exemple précis est un signal sinusoïdal de fréquence 5MHz et d'amplitude 1V. En sortie, le train binaire est fonction de l'amplitude du signal appliqué à l'entrée. Son spectre est caractéristique de ce type de conversion : il y a une réjection du bruit basse fréquence vers les hautes fréquences.

Le modulateur  $\Sigma\Delta$  utilisé pour la démonstration est un modulateur du commerce, l'AD7400. Ce modulateur est du second ordre et possède une fréquence d'horloge interne de 10MHz. Ce composant fournit en sortie un signal compris entre 0V et 5V.

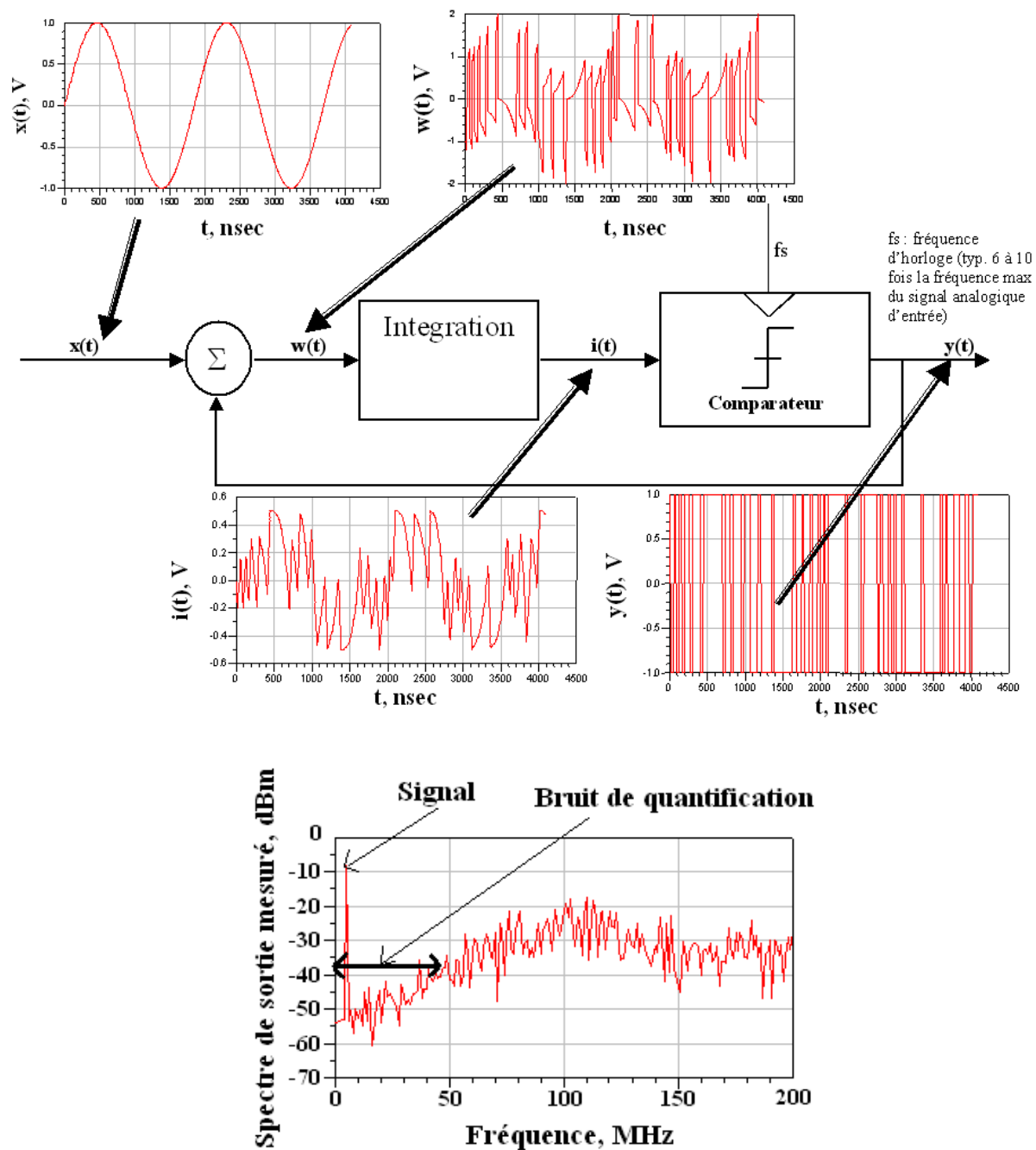


FIG. 2.21 – Synoptique de la topologie choisie.  $f_s = 10\text{MHz}$

### 2.4.2.2 Analyse du modulateur classe S

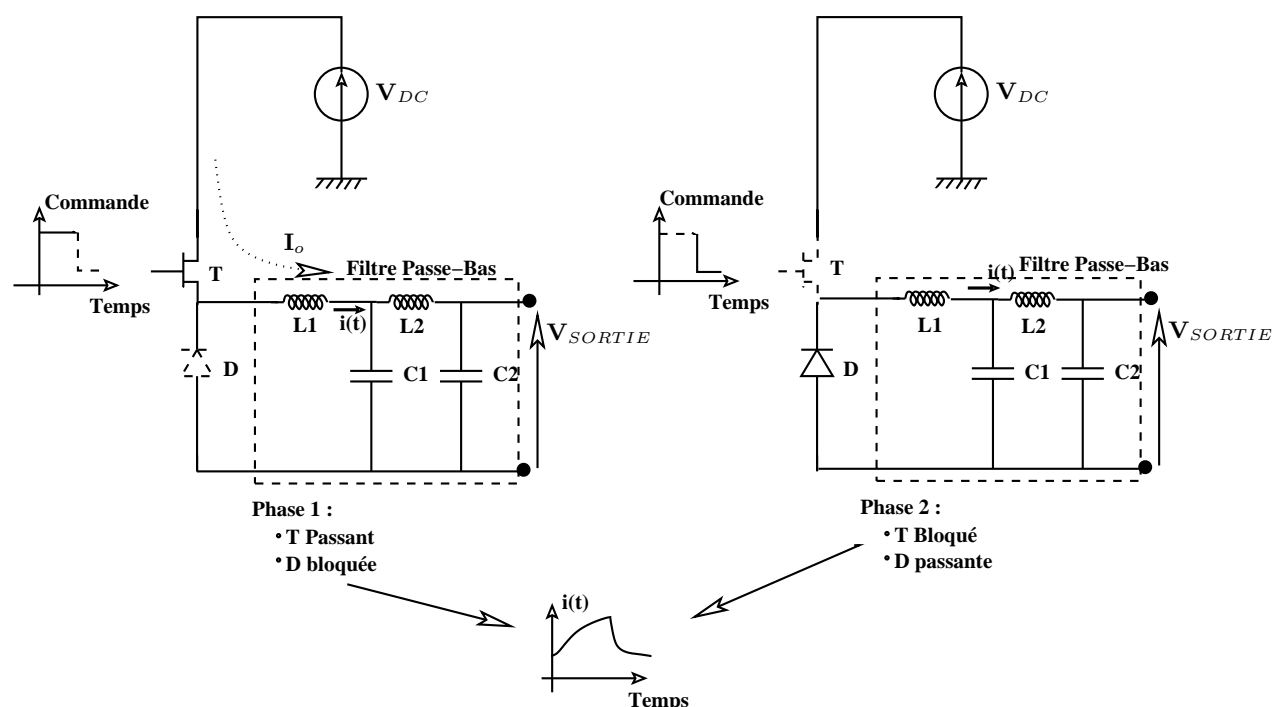


FIG. 2.22 – Principe de base d'un modulateur classe S

Ce circuit est composé de trois éléments fondamentaux :

- 1 Mosfet en commutation
- 1 diode schottky
- 1 filtre passe-bas (1 cellule LC au moins)

Pour compléter ces informations, il est nécessaire de préciser certains points particuliers. Tout d'abord, le potentiel de source du transistor en commutation varie de 0.7 à  $V_{DC}$ . Pour commuter le transistor, il est nécessaire d'appliquer une différence de potentiel entre grille et source comprise entre 0V et 5V. Compte tenu des fluctuations du potentiel de source, le potentiel sur la grille doit être maintenu à  $V_{DC}+5V$  pour obtenir l'état saturé. C'est l'inconvénient majeur qui nécessite l'utilisation d'un driver comme expliqué dans le paragraphe suivant. Un transistor mosfet à canal P permettrait de résoudre en partie ce problème mais au détriment de la vitesse de commutation.

La diode D doit être une diode rapide pour passer à l'état passant à la mise à "OFF" du transistor Mosfet.

Le filtre passe-bas permet de récupérer l'enveloppe (démodulation du signal  $\Sigma\Delta$ ). Sa bande passante doit être proche de celle du signal d'enveloppe. Un ordre 4 (2 cellules LC) permet une bonne réjection de la fréquence d'horloge sur le signal de sortie.

La self L (ou les deux dans l'ordre 4) doit être capable de supporter un courant crête d'environ 7A pour cette application. Ce qui nécessite une self à air avec une section de fil

suffisante (l'utilisation de ferrites réduit le rayonnement électromagnétique).

Un dernier point très important à prendre en compte est le temps de mise à "ON" des transistors. Expérimentalement, nous avons constaté qu'un rapport dix entre cet instant et la période d'échantillonnage ( $T_S = \frac{1}{f_S}$ ) est souhaitable. Pour une fréquence de 10MHz, le temps de mise à "ON" doit être proche de 10nsec.

Pour valider le principe du modulateur classe S, nous avons réalisé la simulation du circuit présenté sur la figure 2.23. Les différentes références des composants seront présentées dans le paragraphe suivant.

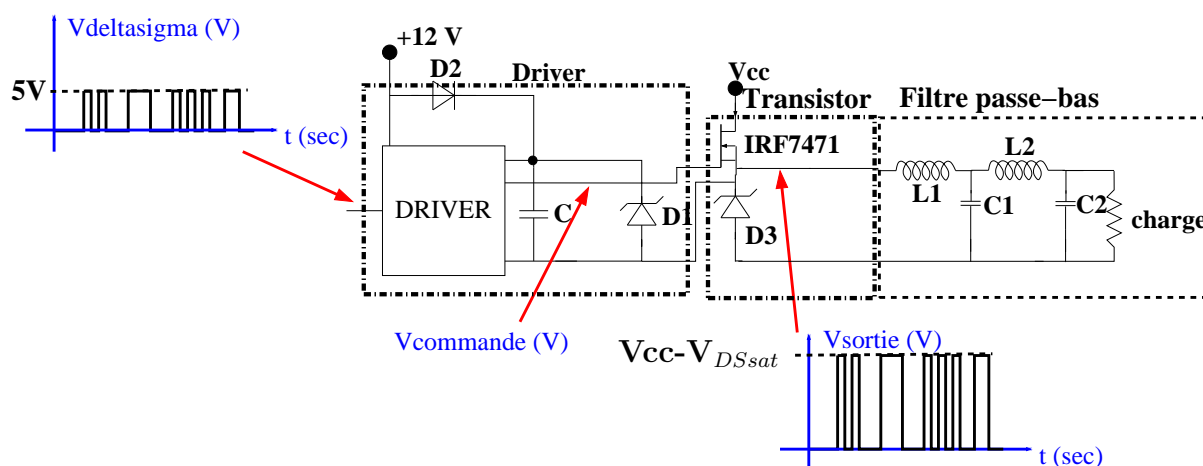


FIG. 2.23 – Schéma de principe du modulateur classe S simulé sous LTSPICE

La simulation réalisée reprend le synoptique présenté figure 2.24. Les deux signaux en entrée du modulateur classe S sont des signaux périodiques avec la même période, seul leurs rapports cycliques sont différents ( $\alpha_1 = 0.7$  et  $\alpha_2 = 0.3$ ). Un commutateur en entrée du modulateur permet de sélectionner l'un ou l'autre des signaux de commande.

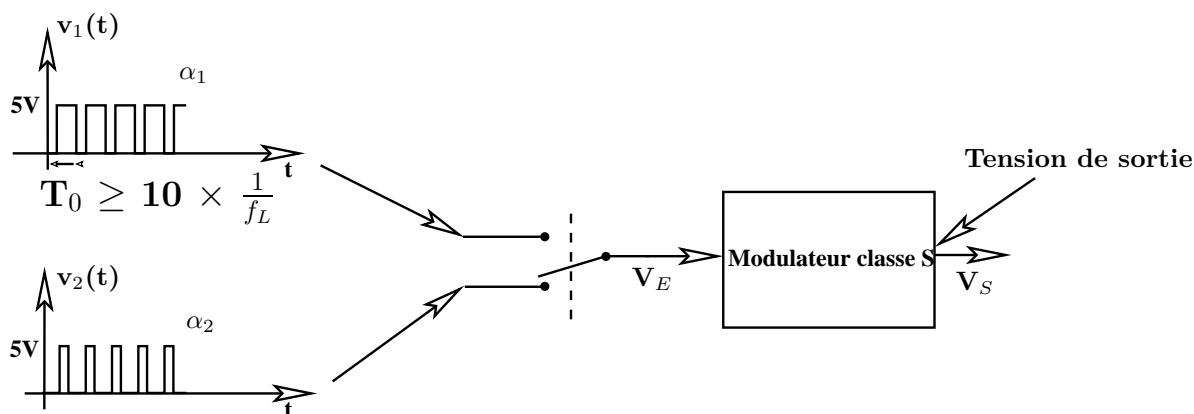


FIG. 2.24 – Principe de la simulation réalisée sous LTSPICE

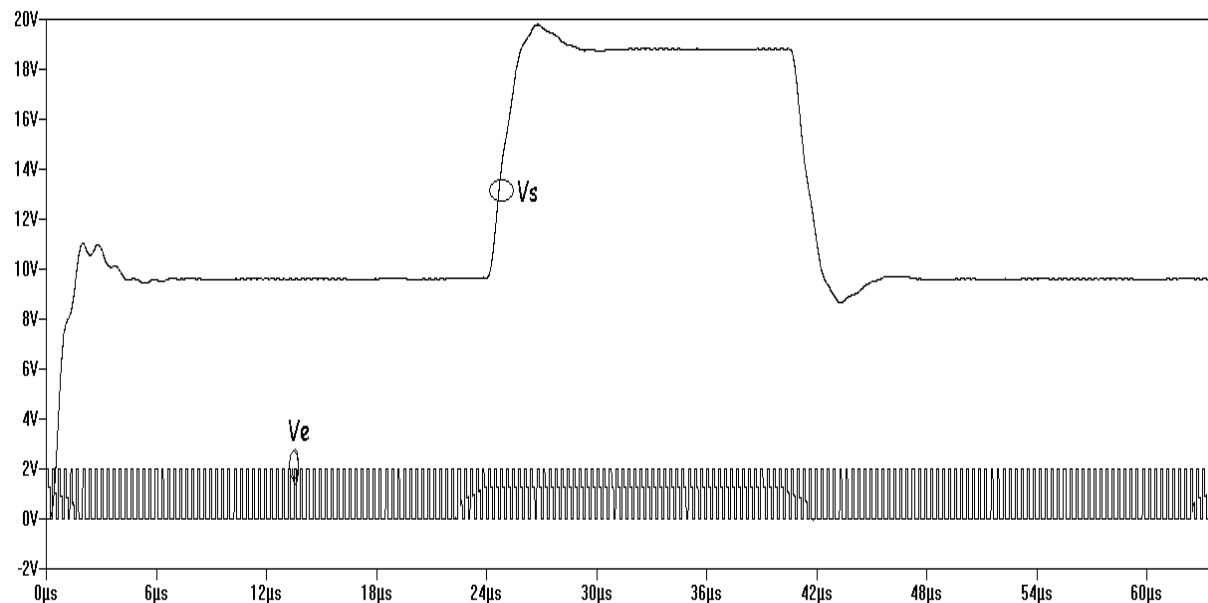


FIG. 2.25 – Tension en sortie du modulateur classe S sur une charge de  $3.6\Omega$  lorsque ce dernier est soumis à deux signaux avec des rapports cycliques différents ( $\alpha_1 = 0.7$  &  $\alpha_2 = 0.3$ )

La figure 2.25 présente les résultats de simulation obtenus sur une charge purement résistive de  $3.6\Omega$ . Nous retrouvons en sortie un signal avec deux états (9V & 19V) proportionnels aux deux rapports cycliques (0.3 & 0.7) du signal carré d'entrée. Dans le montage mis en oeuvre, le signal d'entrée est un signal  $\Sigma\Delta$ . Néanmoins, le principe reste le même. Cette simulation permet de valider le principe de modulation classe S.

### 2.4.2.3 Mise en oeuvre pratique

Le développement de ce module (fig.2.26) a été effectué à partir de composants commerciaux (*objectif final : application industrielle*). Après une recherche chez les différents fabricants de composants, nous avons développé la carte présentée figure 2.26.



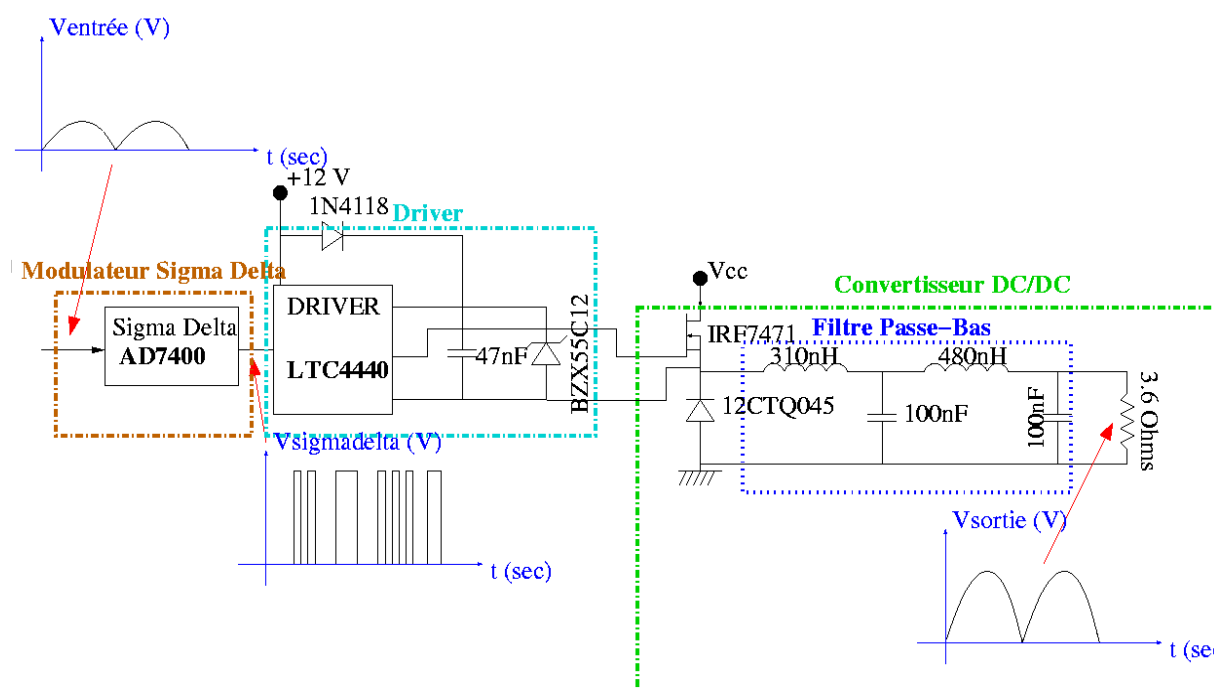


FIG. 2.26 – Carte de commande de polarisation de drain

Cette carte est composée d'un modulateur  $\Sigma\Delta$  (AD7400) fonctionnant avec une fréquence d'horloge de 10MHz. La dynamique d'entrée de ce composant est de 400mV. Le modulateur classe S est réalisé autour d'un transistor MOSFET (IRF7471) et d'une diode schotttky (12CTQ045) placée entre la source du transistor et la masse. Le potentiel flottant sur la source du transistor impose l'utilisation d'un driver (LTC4440) pour piloter la grille. De plus, une capacité de " bootstrap " de 47nF placée en sortie du driver permet de réduire les temps de commutation. Enfin, une diode Zéner (BZX55C12) a été placée en parallèle à la capacité de " bootstrap " pour limiter les surtensions entre la grille et la source du transistor. Les contraintes de courant ( $I \geq 6A$ ) nous ont imposé la réalisation des selfs du filtre de sortie avec un fil de cuivre de 1.2mm de diamètre. Un noyau de ferrite a été rajouté pour diminuer les perturbations magnétiques. Pour éviter tout couplage entre les deux selfs de filtrages, nous les avons positionné perpendiculairement (cf. fig. 2.27). Les valeurs des éléments du filtre ont été calculées pour une fréquence de coupure de 1MHz sur une charge de 3.6 Ohms. Cependant, un ajustement de leurs valeurs a été nécessaire pour améliorer le comportement de la carte (photo sur figure 2.27).

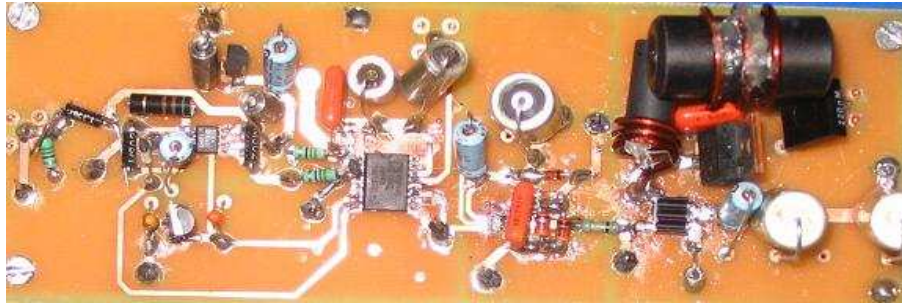


FIG. 2.27 – Photo de la carte de commande de polarisation de drain

#### 2.4.2.4 Validation

Le bon fonctionnement de cette carte a été vérifié sur l'enveloppe complexe d'une modulation 16QAM non filtrée (*cas le plus défavorable en terme de bande passante*).

- Tracé des formes d'onde

L'enveloppe du signal 16QAM non filtrée a été générée à l'aide d'un générateur de signaux arbitraires (*AFG3252*). Une charge purement résistive de  $3.6\Omega$ , image de la charge présentée par l'accès drain de l'amplificateur, a été placée en sortie du circuit conçu.

Ces formes d'onde montrent que le système de polarisation de drain est capable de fournir une puissance crête supérieure à 150W. Même si les effets électromagnétiques sont réduits par les noyaux de ferrite des selfs, il reste quelques ondulations présentes sur le signal de sortie. Le rendement du système mesuré à 1MHz est de 80%.

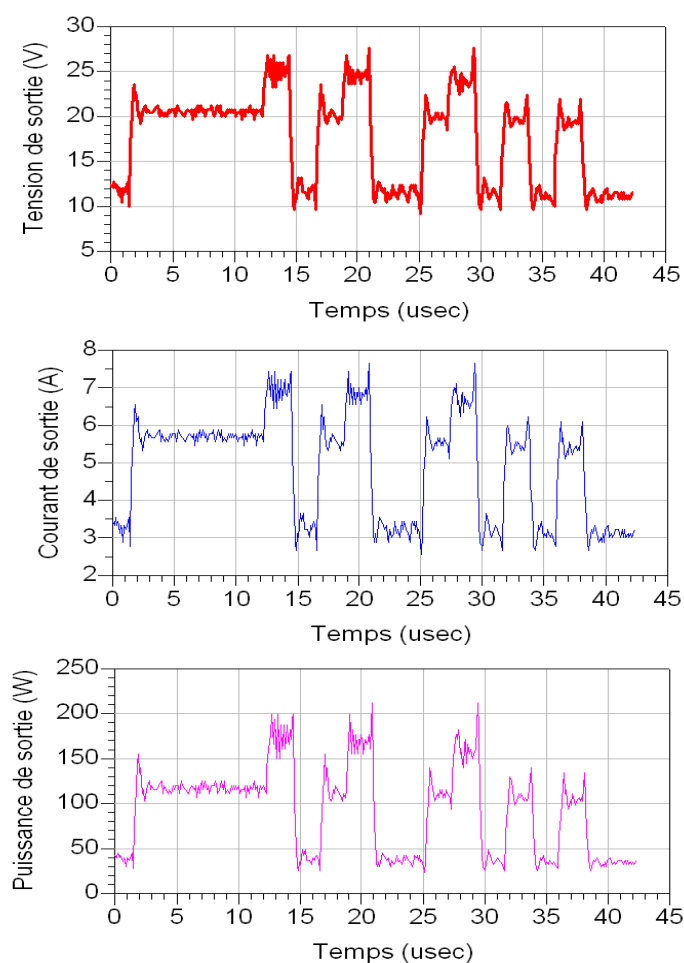


FIG. 2.28 – Tension, courant et puissance sur une charge de  $3.6\Omega$  en sortie de la carte de gestion de polarisation de drain - Débit Symbole = 500kBauds

- Tracé du spectre de sortie

Pour compléter ces informations, nous avons relevé en sortie du modulateur le spectre pour un signal d'entrée de la même forme que précédemment (fig.2.29). Le circuit est chargé par une résistance de  $3-4\Omega$ . Nous retrouvons sur ce spectre les lobes du sinus cardinal typique d'un spectre de signal carré.

Au travers des différents tests effectués lors de la mise au point de cette carte, nous nous sommes rendu compte qu'un compromis entre puissance DC de sortie et bande passante est nécessaire. Dès que le débit de l'information à amplifier atteint la dizaine de MHz, ces techniques sont extrêmement difficiles à mettre en oeuvre et leur rendement diminue fortement. Des alimentations par commutation de niveaux d'énergie peuvent être une alternative intéressante.

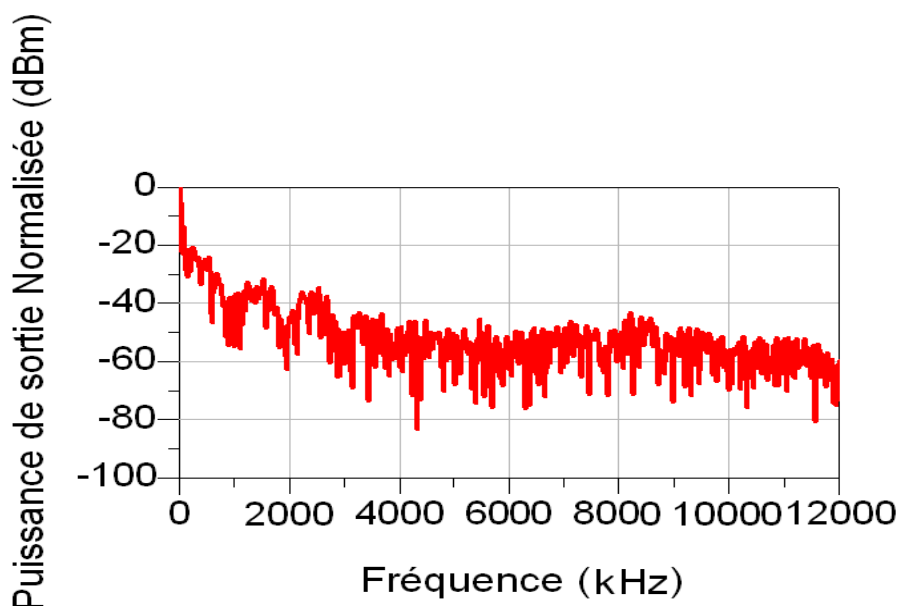


FIG. 2.29 – Spectre normalisé de la puissance de sortie du circuit de polarisation dynamique avec un RBW = 1kHz

## 2.5 Commande par commutation : augmentation de la rapidité de modulation

### 2.5.1 Présentation et état de l'art

Pour des applications très haut débit ( $\geq 10MB$ ), la commande par commutation offre de nouvelles possibilités. La figure 2.30 présente le principe d'une commutation d'alimentations appliquée à quatre niveaux d'énergie. L'objectif de ce commutateur est de fournir un nombre fini de niveaux de tensions à la charge. Le nombre des tensions à commuter est fonction de l'application, en général un nombre maximal de 5 niveaux différents est suffisant pour satisfaire le cahier des charges fixé. Un autre intérêt de cette technique est la vitesse de commutation, elle est plus faible que celle nécessaire à la conversion DC/DC. La difficulté majeure de cette technique est la gestion de la source flottante pour la commutation des transistors.

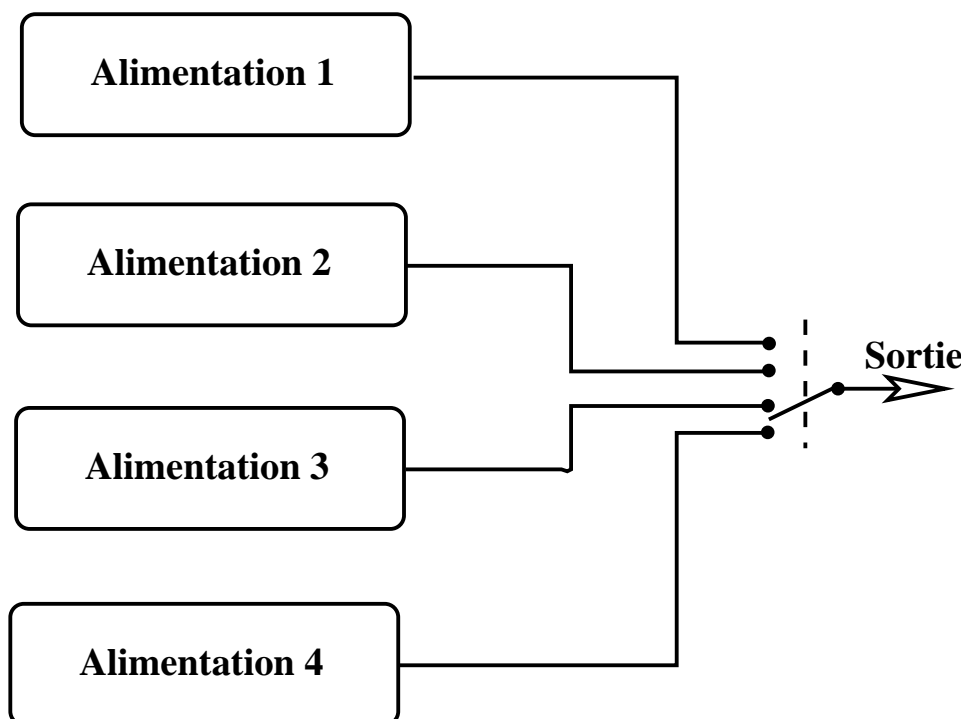


FIG. 2.30 – Schéma de principe

Khanifar, Maslennikov, Modina et Gurvich [66] ont développé un système de commutation de deux niveaux d'énergie. La figure 2.31 présente le prototype développé dans la société Powerwave Technologies. Une des tensions appliquée représente l'optimum pour la puissance moyenne ( $V_{MOY} = 22V$ ) du signal RF, l'autre ( $V_{PEAK} = 28V$ ) facilite l'amplification des pics de puissance. La fréquence moyenne de commutation est de 20MHz. Ce système a été mis en oeuvre sur un amplificateur de puissance 32W, le courant à fournir à l'accès DC est de l'ordre de 10A. Le rendement de l'amplificateur a augmenté de 11.4% à 13.1% pour un signal W-CDMA de 15MHz de bande passante.

Sur le même principe, la référence [67] développe le système mis en place pour le contrôle de la polarisation de drain de transistors MOSFETs MRF281S. Avec ce prototype, l'amplificateur a une PAE de 35.5% soit une augmentation de 8 points pour une puissance de sortie de 31dBm. Les deux tensions commutées sont de 19V et 26V. La fréquence moyenne de commutation est inférieure à 500kHz.

Une étude et une réalisation d'un système de commande couplé à une prédistorsion est présenté dans la publication [68]. La commande de polarisation est appliquée à la tension de polarisation de base. Le schéma du module au complet vous est proposé figure 2.32. L'amplificateur de puissance possède deux étages, c'est au niveau de l'étage de puissance que le contrôle est réalisé. Deux transistors MOSFET sont utilisés en commutateur. Les courants commutés sont de 22mA et de 110mA.

La figure 2.33 montre qu'il n'est pas nécessaire d'avoir un nombre très important

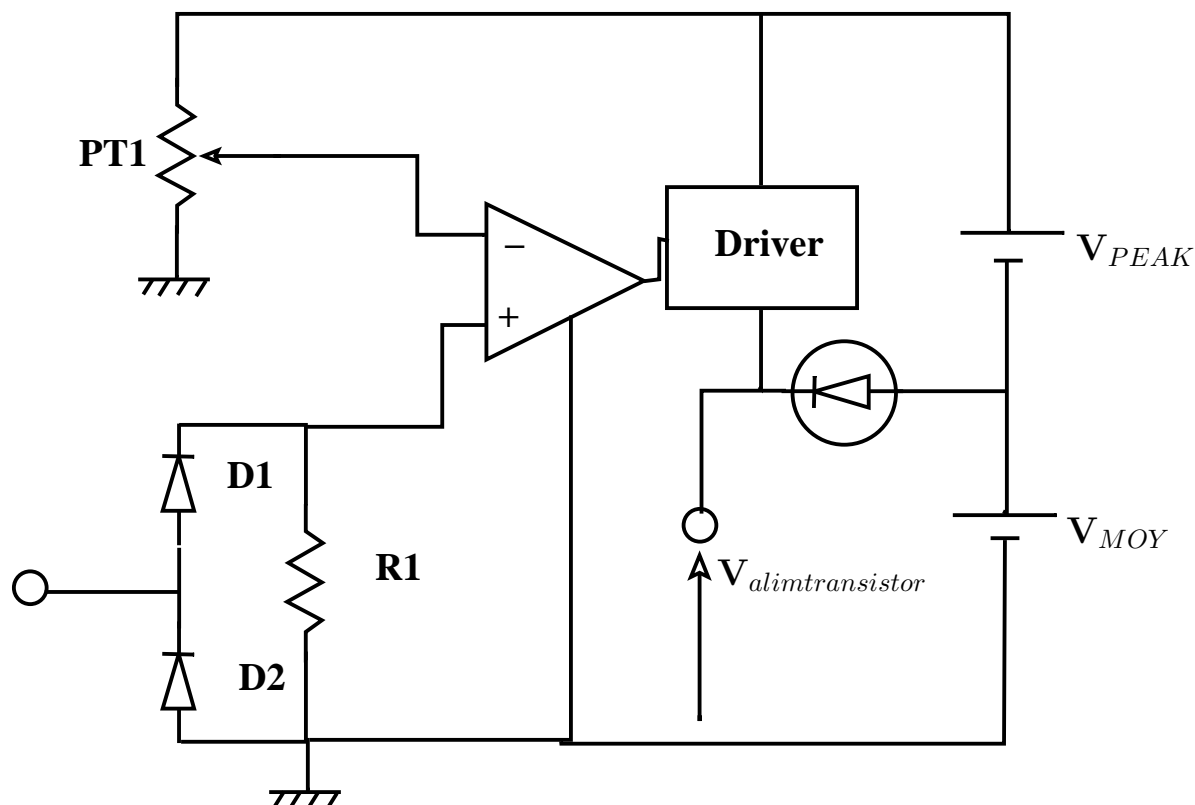


FIG. 2.31 – Synoptique d'un commutateur de deux tensions d'alimentation

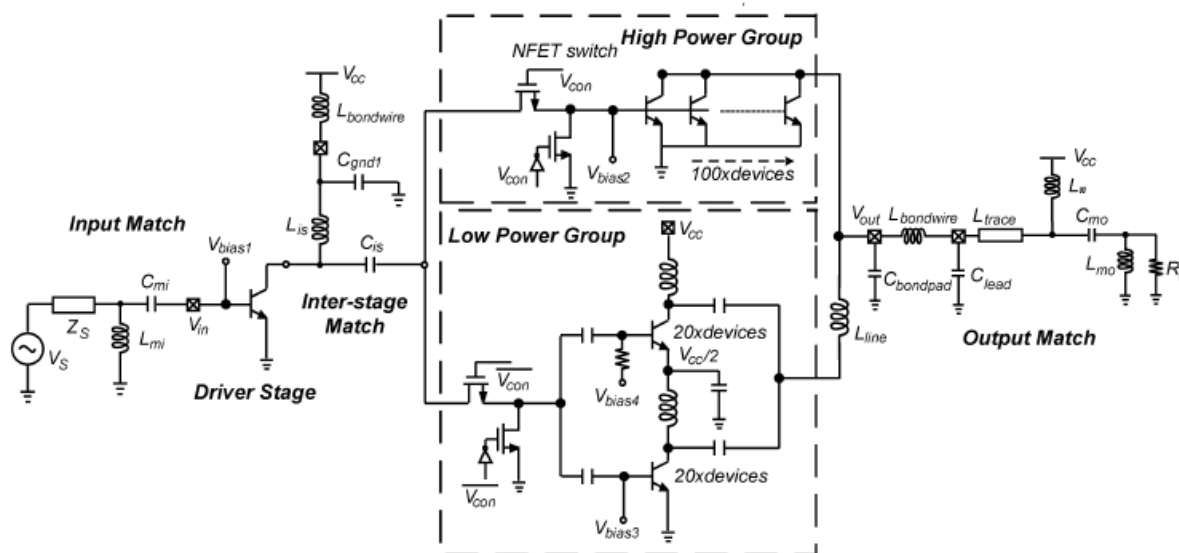


FIG. 2.32 – Principe de commande de transistor HBTs (Schéma issu de la publication [68])

de tensions de commutation pour obtenir de bons résultats (rendement  $\geq 90\%$ ). Trois niveaux peuvent être suffisants pour améliorer sensiblement les performances du système.

La complémentarité entre les différentes techniques de gestion dynamique de puissance

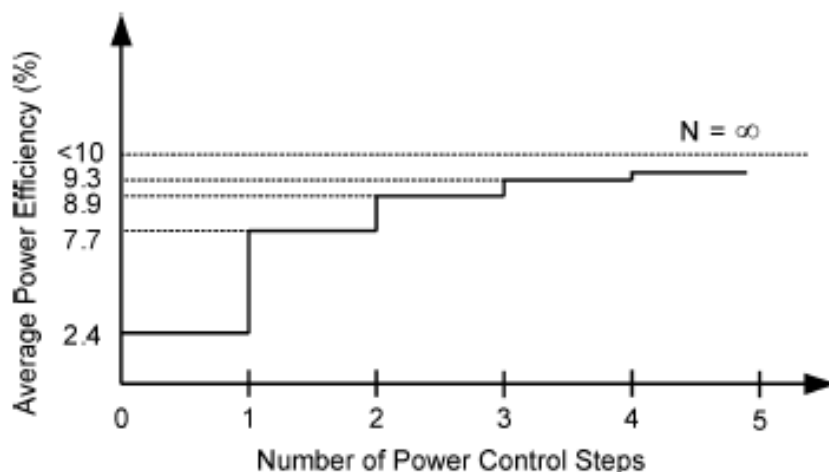


FIG. 2.33 – Principe de commande de transistor HBTs : Nombre de tensions commutées (Graphique issu de la publication [68])

est mise en avant dans la publication [69]. En effet, une commande par commutation de la tension de polarisation du transistor auxiliaire d'un amplificateur DOHERTY permet d'obtenir un rendement en puissance ajouté de l'ensemble de 32% et un ACPR de -50dBc pour une puissance de sortie de 25dBm. Ce résultat montre l'intérêt de faire des études transverses entre les différentes techniques pour trouver la meilleure combinaison possible.

La solution développée par Stéphane Forestier [34] sur un système de commande à partir du traitement des signaux en bande de base (fig.2.34) est capable de commuter trois tensions de polarisation avec une fréquence de 2.5MHz. Le courant moyen fourni en sortie est de quelques centaines de mA sous une tension inférieure à 4V. Le rendement du circuit de commande est supérieur à 90%.

La référence [70] propose un système de commande par commutation pour des applications GSM, EDGE et UMTS. La bande passante du système peut être au maximum égale à 50MHz. La figure 2.35 présente le module de contrôle d'alimentation basé sur un système de détection des pics de puissance entrants dans l'amplificateur. S'il y a détection, la tension d'alimentation est commutée. Cette technique évite la conception d'un système trop complexe avec une très grande bande passante. La fréquence de commutation est de 10MHz. Dans ces conditions de commutation, le système fournit une tension d'alimentation moyenne de 3V avec un courant moyen de 800mA. Le rendement de ce modulateur est de 79%.

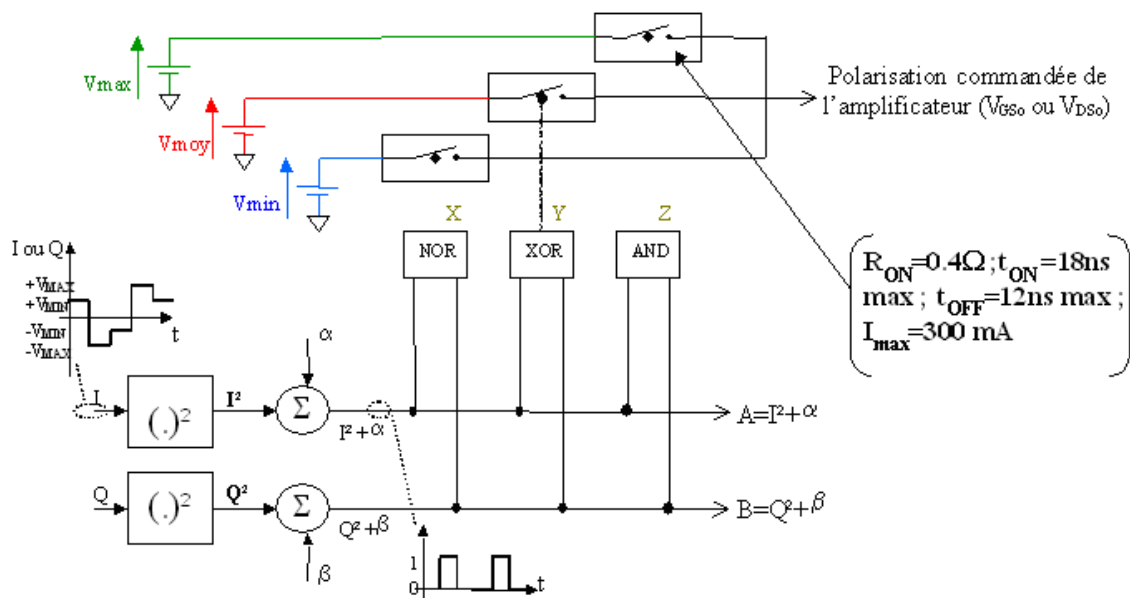


FIG. 2.34 – Principe de commande d'un amplificateur bande Ka. Modulation 16QAM

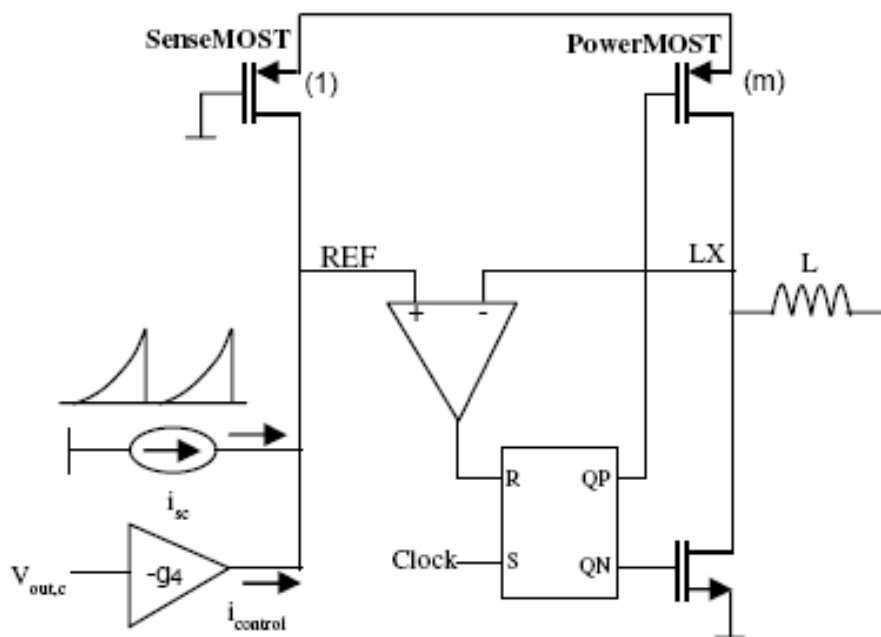


FIG. 2.35 – Système de commande de polarisation par commutation (schéma tiré de la publication [70])

Le tableau 2.3 résume les performances des systèmes de commande par commutation cités ci-dessus.



Publications	$f_{HORLOGE}$ (MHz)	Bande Passante (MHz)	$V_{OUT}$ (V)	$I_{OUT}$ (A)	$\eta$ (%)
[66]	20	15	28	$\leq 10$	
[67]		0.5	19-26		
[68]				$\approx 0.1$	$\geq 90$
[34]	2.5	2.5	$\leq 4$	quelques mA	90
[70]	50	10	$\leq 4$	800 mA	79

TAB. 2.3 – Bilan des performances des systèmes de commande par commutation

Le bilan de l'étude bibliographique met en évidence un nombre très limité d'études sur ce type d'alimentation variable pour l'amplification RF. Un nombre limité d'alimentations à commuter ( $\leq 5$ ) est suffisant pour obtenir de bonnes performances du système d'amplification : augmenter le nombre de ces niveaux d'énergie imposerait une fréquence d'échantillonnage plus élevée diminuant ainsi le rendement global du système.

Nous allons maintenant présenter les travaux que nous avons réalisés sur ce sujet.

## 2.5.2 Etude, conception et réalisation d'une commande par commutation de niveaux d'énergie

### 2.5.2.1 Description de la topologie

Pour l'application bande X nécessitant un débit plus élevé ( $Débit \geq 10MB$ ), nous avons travaillé sur topologie innovante utilisant le principe de la commutation, à ce jour non publiée à notre connaissance.

- Principe de fonctionnement

La figure 2.36 présente une topologie innovante pour commander la polarisation. Sur le schéma proposé, nous distinguons trois cellules correspondant aux trois niveaux de tensions à commuter. Pour chacune de ces cellules, nous utilisons deux transistors HEMT en technologie GaN. Une seule cellule est active à un instant donné. Les transistors (T1, T3, T5) driver (fig.2.36) fonctionnent en mode bloqué/saturé pour mettre en forme le signal de commande de l'étage de puissance. Par la suite, nous détaillerons plus en détail le fonctionnement d'une cellule de base.

Le réglage des résistances R1 et R2 permet le contrôle des temps de commutation et de la tension de grille appliquée sur le transistor T2 (fig.2.36).

Un "OU logique" réalisé à base de diode schottky a été mis en place en sortie pour la recombinaison des différentes tensions commutées.

Pour valider le principe du module, nous avons réalisé des simulations sous le logiciel ADS en utilisant les modèles de transistors (*transistors  $16 \times 140 \mu m$  conçus par le laboratoire III-V Lab*) développés par Olivier Jardel [14].

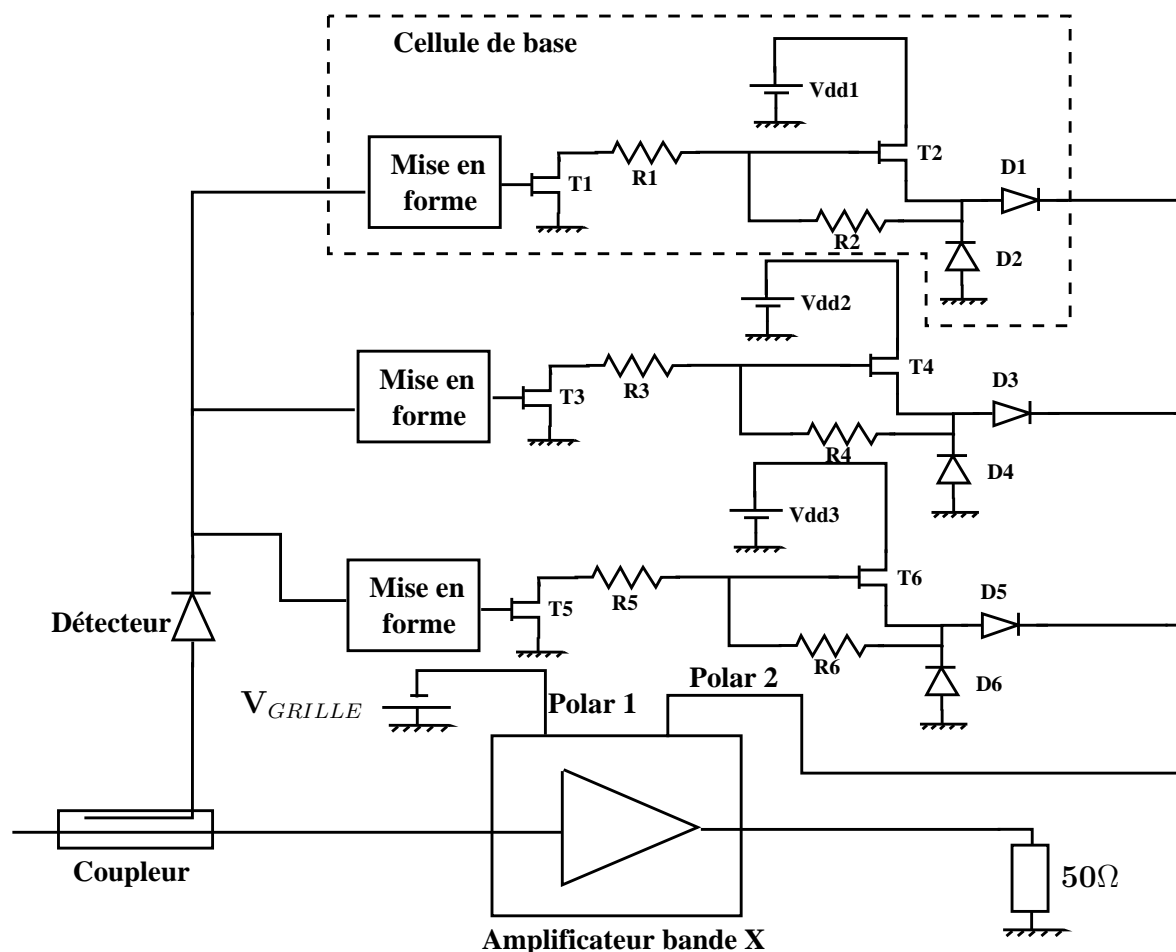


FIG. 2.36 – Principe de base de la commande de polarisation par commutation

Pour identifier les différentes problématiques, nous allons décrire les quatre phases de commutation d'une cellule. La figure 2.38 présente les signaux aux différents noeuds d'une cellule de base du commutateur (fig.2.37) lorsque celle ci doit commuter une tension de 28V sur une charge de 10 Ω. Nous avons choisi de débiter la description par un état établi, l'état "OFF" de la cellule.

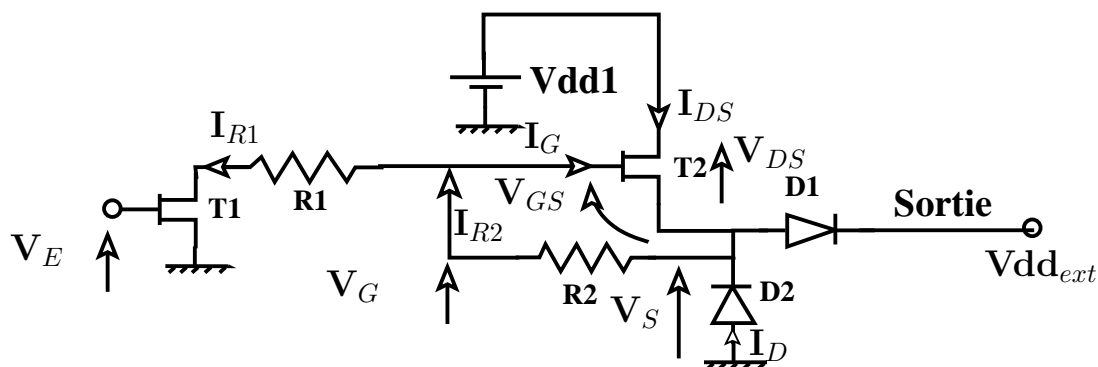


FIG. 2.37 – Définition des tensions et des courants aux différents noeuds du circuits

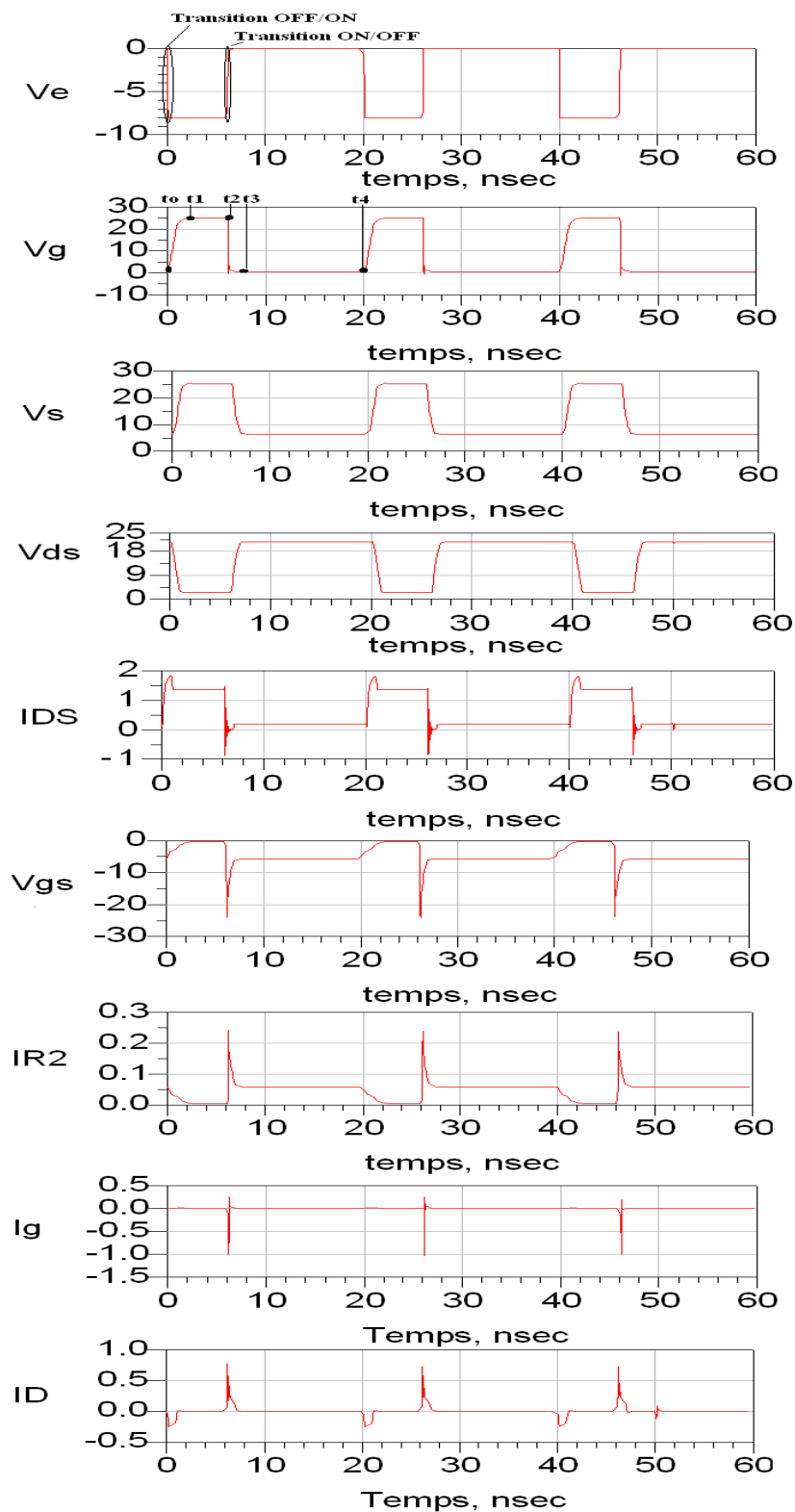


FIG. 2.38 – Représentation des courants et des tensions aux différents noeuds d’une cellule pendant un cycle complet de commutation des trois tensions d’alimentation

• État off

A l'état établi, le transistor T2 est maintenu à la limite du blocage. Un courant  $I_{off}$  traverse donc les résistances R1 et R2 pour le maintien de cet état. Cet état peut être entretenu grâce au courant  $I_{DSrésiduel}$  identifiable sur la caractéristique  $I_{DS} = f(V_{GS})$ , point d'intersection de la caractéristique du transistor avec la droite de polarisation (fig.2.39) ayant pour pente  $\frac{1}{R2}$ .

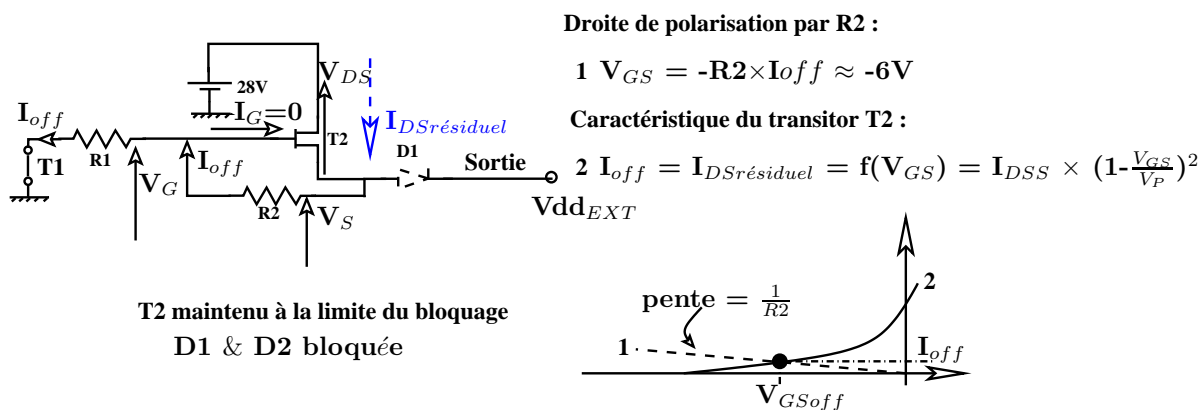


FIG. 2.39 – Circuit équivalent à l'état "OFF"

Le transistor s'auto-polarise au travers de la résistance R2. Le transistor T2 quittera cet état lorsque le transistor T1 sera bloqué.

• Transition de l'état "OFF" à "ON"

Les différents états transitoires sont difficiles à appréhender. Nous avons décidé de le présenter à partir d'un schéma électrique équivalent. Lors du passage de  $V_E$  à  $-8V$  (*tension de pincement du transistor T1*), le transistor T1 se bloque, le courant parcourant la résistance R1 devient nul. Pendant ce temps, la capacité  $C_{GS}$  du transistor se décharge ( $I_G \leq 0$ ) avec une constante de temps inférieure à la nanoseconde. La tension  $V_{GS}$  devient nulle (*tension de saturation du transistor T2*), le transistor T2 devient passant et  $I_{DS}$  passe de  $I_{off}$  à  $I_D$  (*courant consommé dans la charge*). Tant que la diode D1 reste bloquée, un équilibrage du courant aux accès du transistor s'opère, la somme du courant de grille, de source et de drain est égale à zéro. Un contrôle s'effectue par la résistance R2, le courant la traversant augmente pendant ce passage de l'état "OFF" à l'état "ON". La diode D2, quant à elle, limite les phénomènes de tensions inverses possibles sur la source du transistor.

Une fois la diode D1 débloquée ( $V_S \geq V_{dd_{ext}}$ ),  $I_{R2}$  diminue jusqu'à ce que  $V_{GS} = 0V$ . C'est à partir de cet instant que l'on considère que le transistor T2 devient passant.

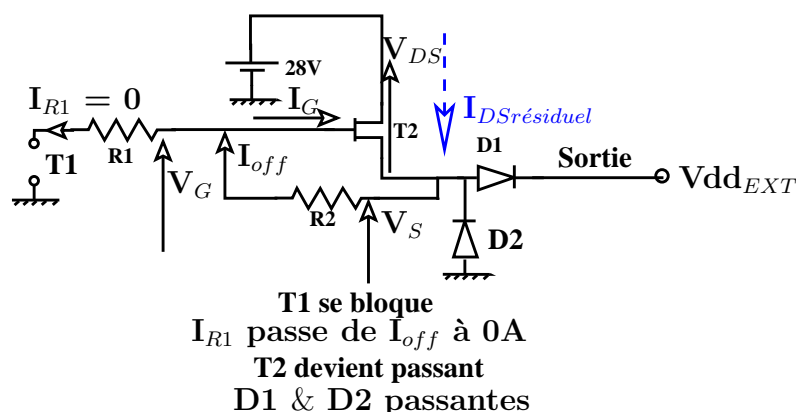


FIG. 2.40 – Circuit équivalent pendant la transition de l'état "OFF" à l'état "ON"

• État "ON"

Dans cet état, la cellule fournit la tension et le courant nécessaire au circuit de charge. Dans notre cas, il s'agit de l'accès de polarisation de l'amplificateur de puissance. Les transistors utilisés pour cette démonstration n'ont pas été optimisés pour la commutation. Pour cela, nous avons une tension de déchet d'environ quatre volts (fig.2.41).

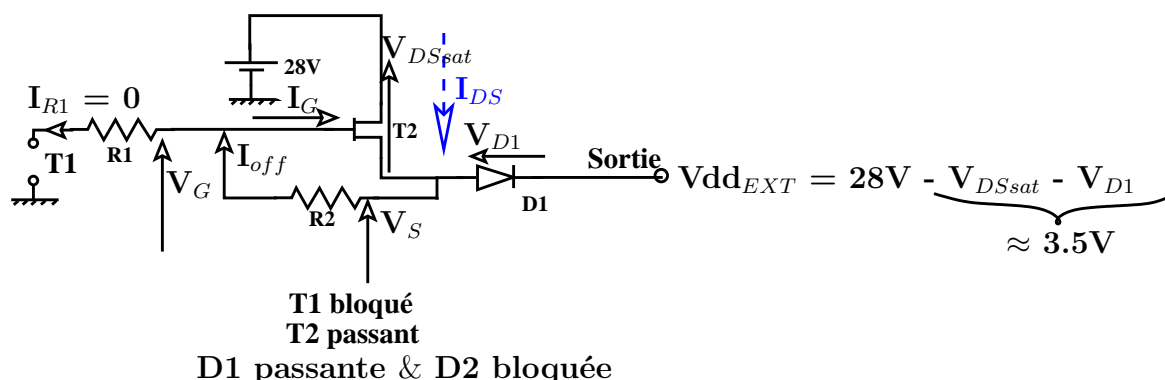


FIG. 2.41 – Circuit équivalent à l'état "ON"

Ce dernier point montre qu'il reste encore des optimisations à faire sur les futurs modulateurs. Pour être complet sur la description d'une cellule, il faut maintenant décrire, la transition de l'état "ON" à "OFF".

• Transition de l'état "ON" à "OFF"

Initialement, le courant dans la résistance R2, la tension  $V_{GS}$ , le courant dans la résistance R1 et le courant de grille du transistor T2 sont nuls.

La mise à "OFF" de la cellule est obtenue en appliquant une tension de 0V sur le transistor driver (T1). Dans ce cas, il devient passant (fig.2.39). Cette phase permet la charge de la capacité  $C_{GS}$  du transistor T2 au travers de la résistance R1 de  $10\Omega$  (*10 fois plus petite que R2*) et de la résistance  $R_{DSon}$  du transistor T1 ( $I_G < 0$ ). Les courants  $I_{R1}$  et  $I_{R2}$  augmentent jusqu'à atteindre le courant  $I_{off}$ . Sur la figure 2.38, le temps de charge de

la capacité ( $t_1-t_0 \leq 2.5\text{nsec}$ ,  $C_{GS} \approx 5\text{pF}$ ) est beaucoup plus long que celui de décharge.

Dans le même temps, le courant  $I_{DS}$  diminue et la tension  $V_S$  diminue jusqu'à atteindre la valeur  $V_S=(R_1+R_2) \times I_{off}$ . Dès que la valeur de  $V_S$  atteint la valeur de  $V_{dd_{EXT}}$ , la diode D1 se bloque. La diode D2 est présente dans cette phase à titre préventif.

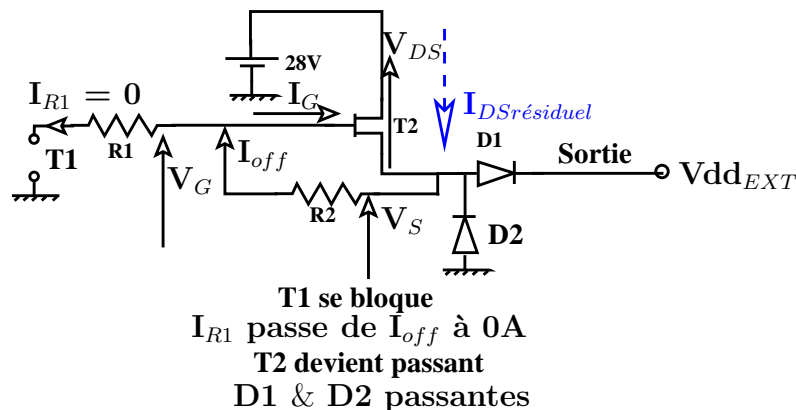


FIG. 2.42 – Circuit équivalent pendant la transition de l'état "ON" à l'état "OFF"

Le transistor T2 est ensuite maintenu à la limite du blocage par le courant  $I_{off}$  traversant la résistance R2.

Pour compléter les informations fournies ci-dessus, nous présentons sur la figure 2.43 les signaux en sortie sur une charge de  $10\Omega$  (représentative de la charge présentée par l'accès DC de l'amplificateur de puissance) et ceux de commande pour les trois cellules combinées. Les tensions commutées sont 28V, 20V et 15V. Le rendement du système de commande est de 72% pour un débit 50MB et pour une puissance moyenne supérieure à 35 Watts.

- Mise en oeuvre

Les simulations présentées précédemment ont validé le principe de fonctionnement de cette topologie. Nous avons réalisé un prototype (fig.2.44) pour mesurer les performances du système complet.

Ce module comprend six transistors GaN  $16 \times 140\mu\text{m}$  fournis par III-V Lab, six diodes schottky MURS120 et six résistances gravées.

Les capacités CMS sont utilisées comme "réservoir" pour limiter les chutes de tensions des alimentations aux instants de commutation. Une adaptation des trois entrées du commutateur à  $50\Omega$  est nécessaire pour le test de cette carte à des fréquences élevées. Cette carte est intégrée dans un boîtier de  $25.7 \times 25.7\text{mm}^2$ . La photo du prototype est proposée sur la figure 2.45.

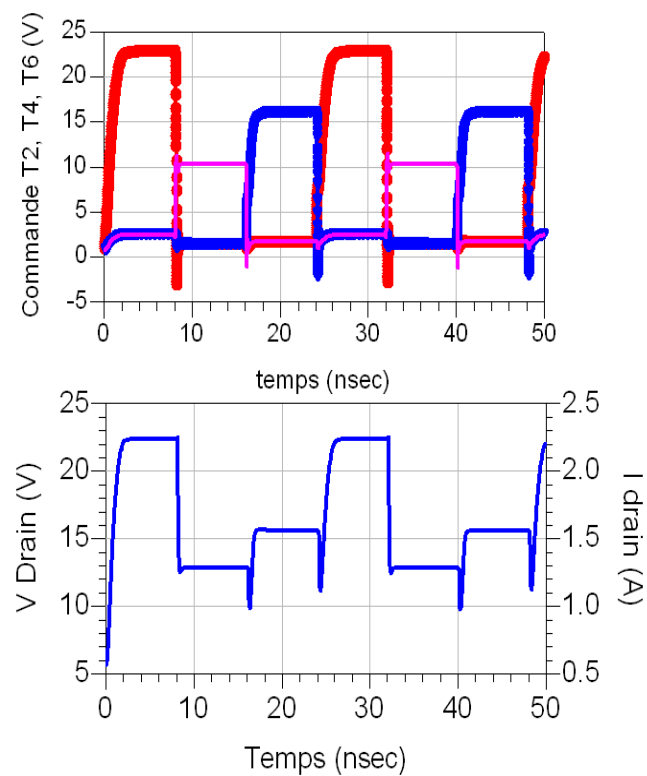


FIG. 2.43 – Signaux sur une charge de  $10 \Omega$  et de commande des commutateurs de sortie

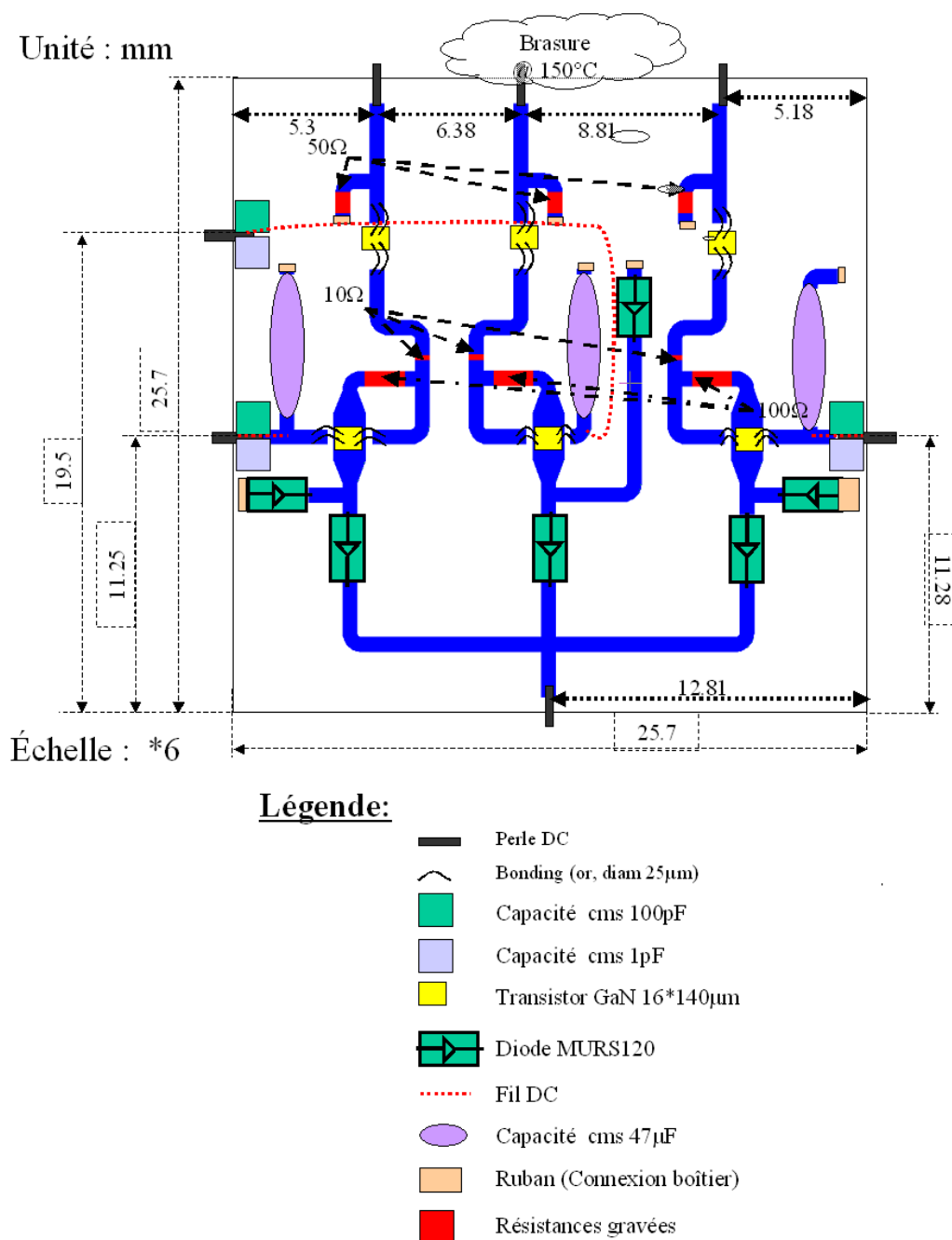


FIG. 2.44 – Design complet de la carte commutation

### 2.5.2.2 Validation

Nous avons contrôlé, au préalable, les tensions DC présentes à chaque noeuds du module de commutation pour un fonctionnement en régime statique (fig.2.46 et fig. 2.47).

Les cellules sont activées successivement. Les mesures ont été réalisées en statique avec une commande de 0V pour l'état bloqué de la cellule et une commande de -8V pour l'état passant.



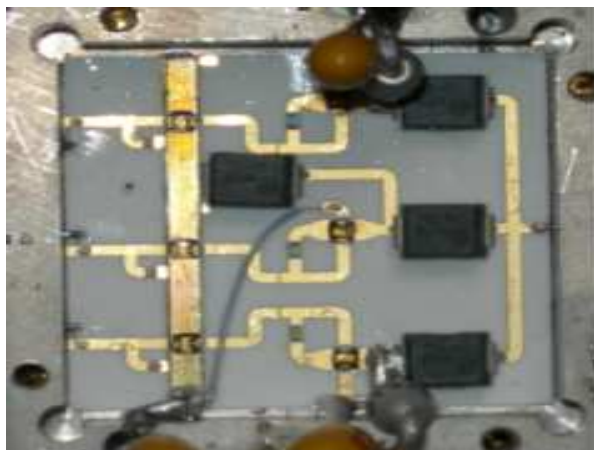


FIG. 2.45 – Photo de la carte commutation

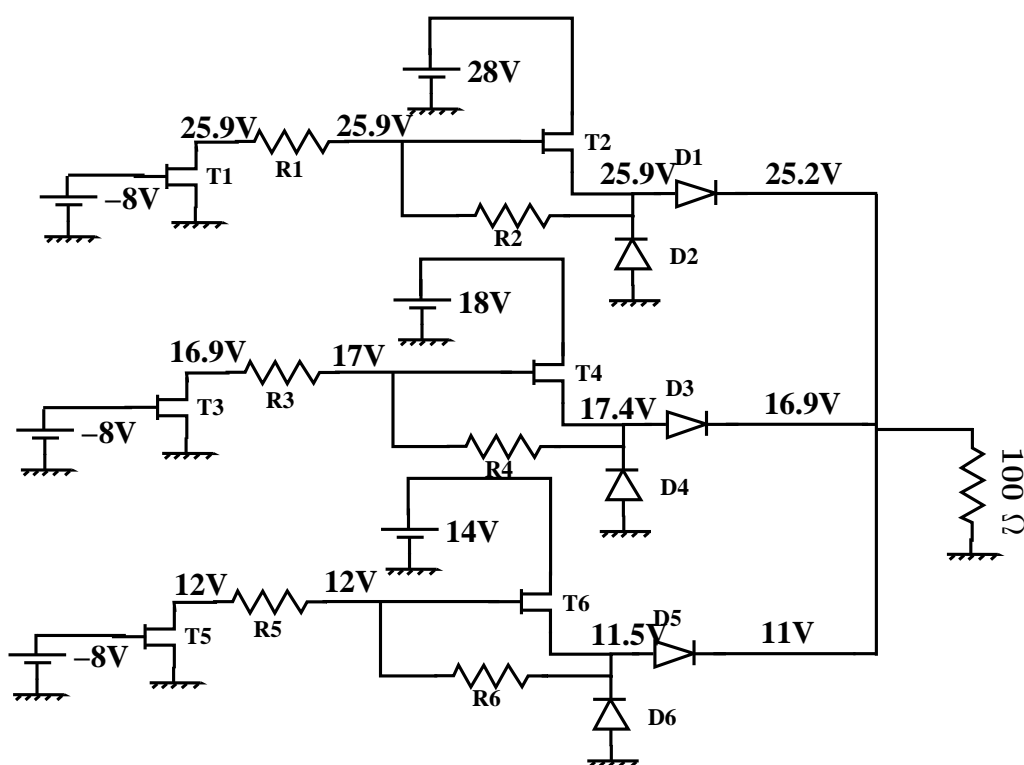


FIG. 2.46 – Tensions au noeuds du module de commutation lorsque l'on rend les cellules passantes successivement

Nous constatons sur les graphiques que les niveaux de tensions correspondent aux différentes phases de commutation décrites précédemment. Sur la figure 2.47, nous pouvons voir que sur la cellule centrale, le transistor T4 a un courant de fuite sur la grille (*tension de 3.8V sur la grille du transistor T4 lorsque T3 est bloqué*). Nous avons ici la cause de la destruction de cette cellule en dynamique.

La fin de ce chapitre est dédié à la mesure en dynamique du module de commutation avec seulement deux cellules pour les raisons évoquées précédemment. Le signal appliqué

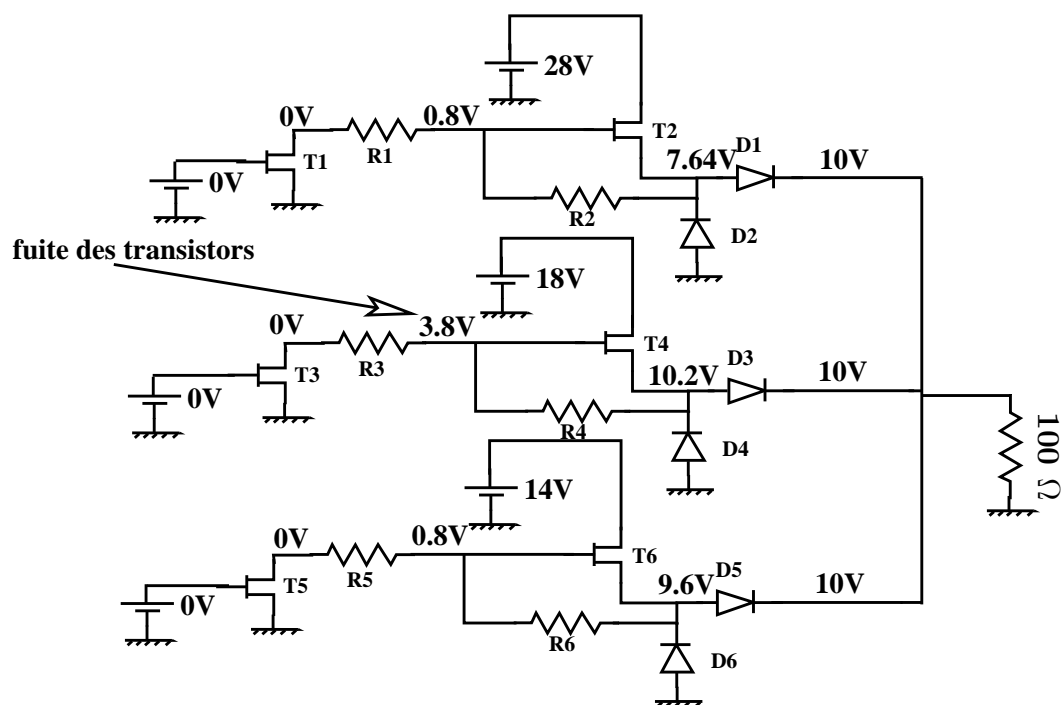


FIG. 2.47 – Tensions au noeuds du module de commutation lorsque l’on bloque les cellules successivement

à chaque cellule est un signal carré de fréquence 10MHz en opposition de phase. La figure 2.48 nous montre la bonne concordance entre le modèle et la mesure. Le rendement du module (tableau 2.4) conçu est plus faible en mesure qu’en simulation. Cette valeur plus faible provient des pertes dans les lignes non prises en compte dans la simulation.

	$P_{\text{sortie moy}}$ (W)	$P_{\text{consommée}}$ (W)	rendement%
<b>Modèle</b>	<b>11</b>	<b>13.7</b>	<b>80</b>
<b>Mesure</b>	<b>10.5</b>	<b>14</b>	<b>75</b>

TAB. 2.4 – Comparaison des performances entre les simulations et la mesure du module de commutation avec deux cellules pour un signal carré de fréquence 10MHz appliqué à l’entrée

Pour compléter les mesures réalisées, nous avons relevé le spectre de sortie du module de commutation (fig. 2.49) sur une charge de 22 Ω. Nous obtenons le spectre caractéristique d’un signal carré périodique montrant le bon fonctionnement de ce circuit.

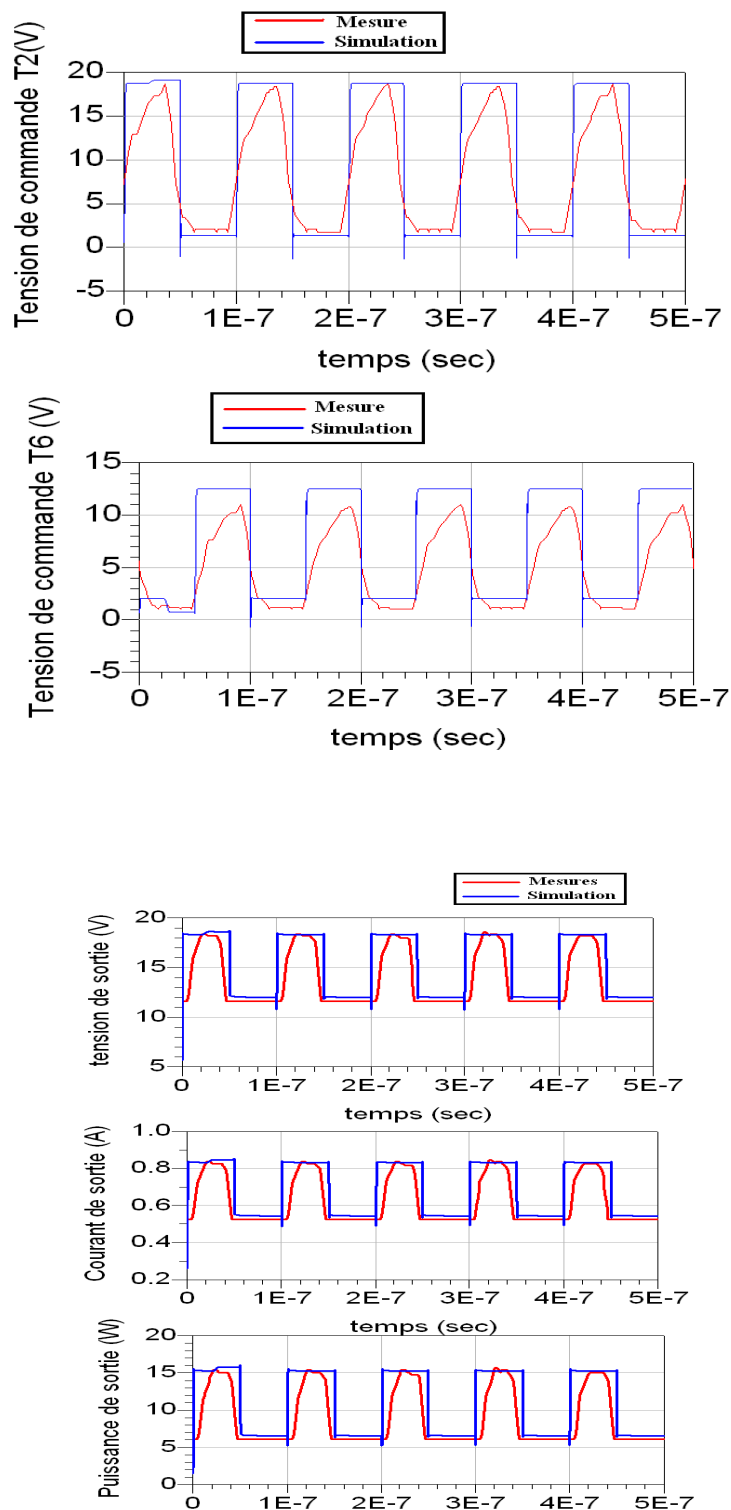


FIG. 2.48 – Comparaison modèle-mesure lorsque chacune des cellules est soumise à un signal carré (en opposition de phase) de fréquence 10MHz

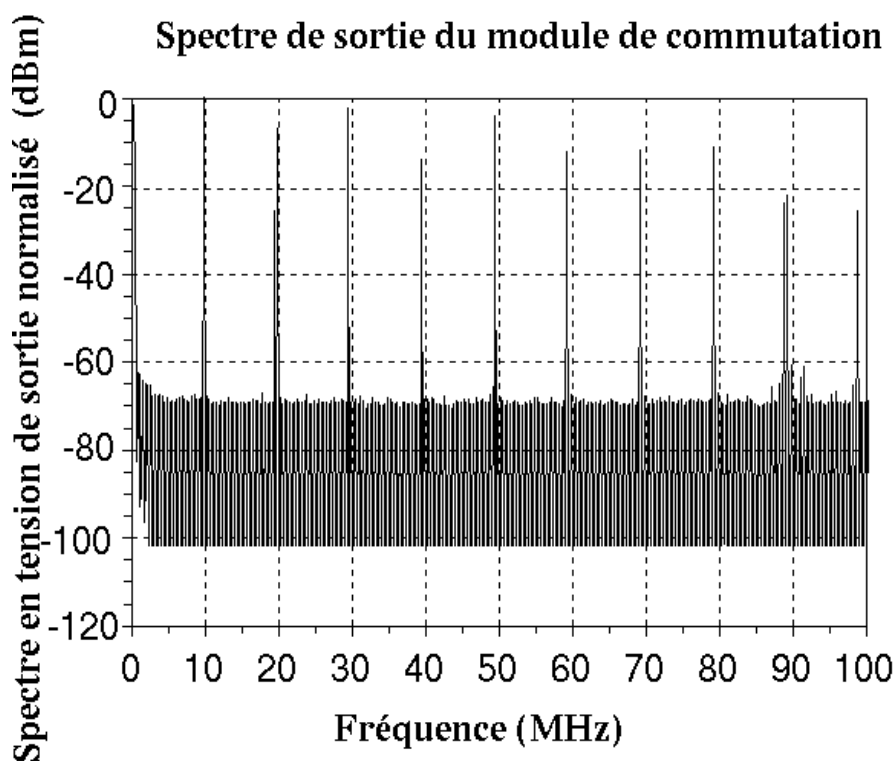


FIG. 2.49 – Spectre normalisé en sortie du commutateur pour les mêmes conditions de fonctionnement que précédemment

## 2.6 Conclusion

Deux modules de commutation ont été développés pour satisfaire la problématique de l'amplification de puissance RF. Le premier est un modulateur de puissance piloté par un signal  $\Sigma\Delta$ . La conception de cette alimentation variable a montré les limites de ce type de technique. Pour obtenir une bande passante  $B$ , il faut au moins que les transistors commutent à une fréquence supérieure à  $10 \times B$ . Pour l'instant, il est difficile de trouver des composants de fortes puissances commutant à des fréquences supérieures à 50MHz. La conception de cette carte doit être très précise pour assurer un bon comportement électromagnétique. Nous avons également proposé une topologie innovante pour satisfaire les besoins de bande passante et de puissance. Ce développement a été réalisé à partir de trois cellules mais le principe peut être généralisé à  $N$  étages de commutation. La limite de ce concept sera la vitesse de commutation des composants de puissance. La filière GaN utilisée pour des commutateurs rapides et de forte puissance, pourrait lever ce verrou technologique.

Des mesures et des simulations du système complet intégrant ces alimentations variables sont présentées dans les deux chapitres suivants.

## 2.7 Bibliographie

- [1] Z. Lisik, J. Podgorski, and J. Szmids, “Smis - a prospective solution for power mosfet transistor,” in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2-5 Sept. 2007, pp. 1–4.
- [2] D. Grogg, D. Tsamados, N. Badila, and A. Ionescu, “Integration of mosfet transistors in mems resonators for improved output detection,” in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 10-14 June 2007, pp. 1709–1712.
- [3] J. Vadrot, P. Briand, E. Le Noc, P. G. Gaudin, D. Tastet, and F. J. Roubaud, “Power mosfet transistors hardening : way to proceed and characterization,” in *Radiation and its Effects on Components and Systems, 1993., RADECS 93., Second European Conference on*, 13-16 Sept. 1993, pp. 334–337.
- [4] P. Tsardaklis, T. Laopoulos, S. Siskos, and G. Sarrabayrouse, “An automated instrumentation for performance evaluation of mosfet radiation sensors,” in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006. Proceedings of the IEEE*, April 2006, pp. 1326–1329.
- [5] H. Puchner, S. Lee, L. Hinh, and J. Jang, “High voltage ldmos transistors utilizing a triple well architecture,” in *Power Semiconductor Devices and IC's, 2007. ISPSD '07. 19th International Symposium on*, 27-31 May 2007, pp. 201–204.
- [6] O. Bon, O. Gonnard, F. Giancesello, C. Raynaud, and F. Morancho, “First 15v complementary ldmos transistors in thin soi 65nm low power technology,” in *Power Semiconductor Devices and IC's, 2007. ISPSD '07. 19th International Symposium on*, 27-31 May 2007, pp. 209–212.
- [7] I. Cortes, P. Fernandez-Martinez, D. Flores, S. Hidalgo, and J. Rebollo, “Punch-through effects in rf bulk ldmos transistors,” in *Electron Devices, 2007 Spanish Conference on*, Jan. 31 2007-Feb. 2 2007, pp. 344–347.
- [8] A. Kashif, C. Svensson, and Q. Wahab, “High power ldmos transistor for rf-amplifiers,” in *Applied Sciences & Technology, 2007. IBCAST 2007. International Bhurban Conference on*, 8-11 Jan. 2007, pp. 1–4.
- [9] M. Knaipp, P. Jong Mun, V. Vescoli, G. Roehrer, and R. Minixhofer, “Investigations on an isolated lateral high-voltage n-channel ldmos transistor with a typical breakdown of 150v,” in *Solid-State Device Research Conference, 2006. ESSDERC 2006. Proceeding of the 36th European*, Sept. 2006, pp. 266–269.
- [10] F. van Rijs and Theeuwen, “Efficiency improvement of ldmos transistors for base stations : towards the theoretical limit,” in *Electron Devices Meeting, 2006. IEDM '06. International*, 11-13 Dec. 2006, pp. 1–4.

- [11] N. Mohapatra, K. Ehwald, R. Barth, D. Rucker, H. Bolze, P. Schley, D. Schmidt, and H. Wulf, "The impact of channel engineering on the performance and reliability of Idmos transistors," in *Solid-State Device Research Conference, 2005. ESSDERC 2005. Proceedings of 35th European*, 12-16 Sept. 2005, pp. 481–484.
- [12] M. Amberetu and C. Salama, "150-v class superjunction power Idmos transistor switch on soi," in *Power Semiconductor Devices and ICs, 2002. Proceedings of the 14th International Symposium on*, 4-7 June 2002, pp. 101–104.
- [13] M. Kim, J. Kim, Y. Choi, C. Jeon, S. Kim, H. Kang, and C. Song, "A low on resistance 700v charge balanced Idmos with intersected well structure," in *Power Semiconductor Devices and ICs, 2003. Proceedings. ISPSD '03. 2003 IEEE 15th International Symposium on*, 14-17 April 2003, pp. 220–223.
- [14] O. Jardel, "Contribution à la modélisation des transistors pour l'amplification de puissance aux fréquences microondes. développement d'un nouveau modèle électrothermique de hemt algan/gan incluant les effets pièges," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 10 Avril 2008.
- [15] R. Chu, L. Shen, N. Fichtenbaum, Z. Chen, S. Keller, S. P.DenBaars, and U. K. Mishra, "Correlation between dc-rf dispersion and gate leakage in deeply recessed gan/algan/gan hemts," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, pp. 303–305, 2008.
- [16] A. Zarate-de Landa, J. Zuniga-Juarez, J. Reynoso-Hernandez, M. Maya-Sanchez, E. Piner, and K. Linthicum, "A new and better method for extracting the parasitic elements of on-wafer gan transistors," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 791–794.
- [17] O. Jardel, F. De Groote, C. Charbonniaud, T. Reveyrand, J. Teyssier, R. Quere, and D. Floriot, "A drain-lag model for algan/gan power hemts," in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 3-8 June 2007, pp. 601–604.
- [18] O. Jardel, R. Quere, S. Heckmann, H. Bousbia, D. Barataud, E. Chartier, and D. Floriot, "An electrothermal model for gainp/gaas power hbts with enhanced convergence capabilities," in *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, 10-13 Sept. 2006, pp. 296–299.
- [19] Y. Pei, C. Poblenz, A. Corrion, R. Chu, L. Shen, J. Speck, and U. Mishra, "X- and ka-band power performance of algan/gan hemts grown ammonia-mbe," *Electronic Letters*, vol. 44, p. 1, 2008.
- [20] X. Wang, T. Chen, H. Xiao, C. Wang, G. Hu, W. Luo, J. Tang, L. Guo, and J. Li, "High-performance 2 mm gate width gan hemts on 6h-sic with output power of 22.4w @8ghz," *Solid-State Electronics*, vol. n.c, p. 1, 2008.
- [21] V. Adivarahan, M. E. Gaevski, M. M. Islam, Y. D. Bin Zhang, and M. A. Khan, "Double-recessed high-frequency alingan/ingan/gan metal-oxide double

- heterostructure field-effect transistors,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 55, pp. 495–499, 2008.
- [22] C. CHARBONNIAUD, T. GASSELING, S. D. MEYER, and AL, “Power performance evaluation of algan/gan hemts through load pull and pulsed i-v measurements,” in *GAAS 2004, Amsterdam*, 2004.
- [23] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, and L. Piazzon, “High-efficiency ultra-wideband power amplifier in gan technology,” *Electronic Letters*, vol. 44, p. 2, 2008.
- [24] A. Martin, T. Reveyrand, M. Campovecchio, R. Aubry, S. Piotrowicz, D. Floriot, and R. Quere, “Balanced algan/gan hemt cascode cells : design method for wideband distributed amplifiers,” *Electronic Letters*, vol. 44, p. 3, 2008.
- [25] [www.toshiba.com/taec/catalog](http://www.toshiba.com/taec/catalog).
- [26] F. VanRaay, R. Quay, R. Kieffe, F. Benkhelifa, B. Raynar, W. Pletschen, M. Kuri, H. Massler, S. Muller, M. Damman, M. Mikulla, M. Schlechtweg, and G. Weimann, “A coplanar x-band algan/gan power amplifier mmic on s.i. sic substrate,” *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 15, pp. 460–462, July 2005.
- [27] P. Shuh, R. Leberer, H. Sledzik, M. Oppermann, B. Adelseck, H. Brugger, R. Behtash, H. Leier, R. Quay, and R. Kieffer, “20 w gan hpas for next generation x-band t/r modules,” *IEEE MTT-S Digest*, pp. 726–729, 2006.
- [28] D. Fanning, L. Witkowski, C. Lee, D. Dumka, H. Tserng, P. Saunier, E. Piner, K. Linthicum, and J. Johnson, “25w x-band gan on si mmic,” in *GAAS Mantech Conference*, 2005.
- [29] R. Behtash, H. Tobler, F.-J. Berlec, V. Ziegler, H. Leier, B. Adelseck, T. Martin, R. Balmer, D. Pavlidis, R. Jansen, M. Neuburger, and H. Schumacher, “Coplanar algan/gan hemt power amplifier mmic at x-band,” in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 1657–1659Vol.3.
- [30] S. Sheppard, W. Pribble, D. Enerson, Z. Ring, R. Smith, S. Allen, and J. Palmour, “High power demonstration at 10 ghz with gan-algan hemt hybrid amplifiers,” in *Device Research Conference, 2000. Conference Digest. 58th DRC*, 19-21 June 2000, pp. 37–38.
- [31] Y. Wu, D. Kapolnek, I. Ibbetson, P. Parikh, B. Kelle, , and U. Mishra, “4 w gan-based microwave power amplifiers,” in *IEEE MTT-S Digest*, 2006, pp. 963–965.
- [32] H. Klockenhoff, R. Behtash, J. Wurfl, W. Heinrich, and G. Trankle, “A compact 16 watt x-band gan-mmic power amplifier,” in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1846–1849.
- [33] A. 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.” Ph.D. dissertation, Université de LIMOGES, 6 Décembre 2007.
- [34] 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,” Ph.D. dissertation, Université de LIMOGES, 2003.
- [35] M. Ranjan, K. Koo, G. Hanington, C. Fallesen, and P. Asbeck, “Microwave power amplifiers with digitally-controlled power supply voltage for high efficiency and high linearity,” in *Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International*, vol. 1, 11-16 June 2000, pp. 493–496vol.1.
- [36] K. Abed, K. Wong, and M. Kazimierczuk, “Cmos zero cross-conduction low-power driver and power mosfets for integrated synchronous buck converter,” in *Circuits and Systems, 2006. ISCAS 2006. Proceedings. 2006 IEEE International Symposium on*, 21-24 May 2006, p. 4pp.
- [37] J. Geng, C. Zhang, and C. Luo, “Research of a pwm-based new sliding-mode controller for the buck converter,” in *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*, 23-25 May 2007, pp. 1907–1911.
- [38] T. Yin, P. Man Mok, and M. Chan, “Analysis of switching-loss-reduction methods for mhz-switching buck converters,” in *Electron Devices and Solid-State Circuits, 2007. EDSSC 2007. IEEE Conference on*, 20-22 Dec. 2007, pp. 1035–1038.
- [39] Y. Xiong, X. Cheng, Okada, D., and Z. Shen, “Comparative study of lateral and trench power mosfets in multi-mhz buck converter applications,” in *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, 17-21 June 2007, pp. 2175–2181.
- [40] C. Chang, “Robust control of dc-dc converters : the buck converter,” in *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 2, 18-22 June 1995, pp. 1094–1097vol.2.
- [41] J. Nam and B. Kim, “The doherty power amplifier with on-chip dynamic bias control for handset application,” *IEEE Transactions on Microwave and Techniques*, vol. 55, pp. pp. 633–642, April 2007.
- [42] P. Draxler, S. Lanfranco, D. Kimball, C. Hsia, J. Jeong, J. Van de Sluis, and P. Asbeck, “High efficiency envelope tracking ldmos power amplifier for w-cdma,” in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1534–1537.
- [43] F. Wang, A. H. Yang, D. F. Kimball, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, “Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for ofdm applications,” *IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. pp 1244–1255, April 2005.



- [44] B. Sahu, G. A., and Rincon-Mora, "A high efficiency wcdma rf power amplifier with adaptative, dual-mode buck-boost supply and bias-current control," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, pp. pp 238–340, March 2007.
- [45] D. Anderson and W. Cantrell, "High-efficiency high-level modulator for use in dynamic envelope tracking cdma rf power amplifiers," in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 20-25 May 2001, pp. 1509–1512vol.3.
- [46] F. Wang, D. F. Kimball, J. D. Popp, A. H. Yang, D. Y. Lie, P. M. Asbeck, and L. E. Larson, "An improved power-added efficiency 19-dbm hybrid envelope elimination and restoration power amplifier for 802.11g wlan applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. pp 4086–4099, December 2006.
- [47] I. Kim, J. Loon, J. Kim, C. S. Seo, K.-O. S. Ahn, and B. Kim, "Envelope injection consideration of high power hybrid eer transmitter for ieee 802.16e mobile wimax application," *2008 IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. pp 411–414, June 2008.
- [48] D. F. Kimball, J. Jeong, C. Hsia, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "High-efficiency envelope-tracking w-cdma base-station amplifier using gan hfets," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, pp. pp 3848–3856, November 2006.
- [49] F. Wang, D. F. Kimball, D. Y. Lie, P. M. Asbeck, and L. E. Larson, "A monolithic high-efficiency 2.4-ghz 20-dbm sigebicmos envelope-tracking ofdm power amplifier," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, pp. pp 1271–1281, June 2007.
- [50] J. Staudinger, B. Gilsdorf, D. Newman, G. Norris, G. Sadowiczak, R. Sherman, and T. Quach, "High efficiency cdma rf power amplifier using dynamic envelope tracking technique," in *Microwave Symposium Digest., 2000 IEEE MTT-S International*, vol. 2, 11-16 June 2000, pp. 873–876vol.2.
- [51] J. Staudinger, B. Gilsdorf, D. Newman, G. Norris, G. Sadowiczak, R. Sherman, T. Quach, and V. Wang, "800 mhz power amplifier using envelope following technique," in *Radio and Wireless Conference, 1999. RAWCON 99. 1999 IEEE*, 1-4 Aug. 1999, pp. 301–304.
- [52] K. Takahashi, S. Yamanouchi, T. Hirayama, and K. Kunihiro, "An envelope tracking power amplifier using an adaptative biased envelope amplifier for wcdma handsets," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2008.
- [53] G. Hau, S. Hsu, Y. Aoki, T. Wakabayashi, N. Furuhashi, and Y. Mikado, "A  $3 \times 3 \text{mm}^2$  embedded-wafer-level packaged wcdma gaas hbt power amplifier module with integrated si dc power management ic," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2008.

- [54] A. Tombak, R. J. Baeten, J. D. Jorgenson, and D. C. Dening, "Integrated of a cellular handset power amplifier and a dc/dc converter in a silicon-on-insulator (soi) technology," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2008.
- [55] J. Kitchen, C. Chu, S. Kiaei, and B. Bakkaloglu, "Supply modulators for rf transmitters," in *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2008.
- [56] Y. Wang, "A class-s rf amplifier architecture with envelope delta-sigma modulation," in *Radio and Wireless Conference, 2002. RAWCON 2002. IEEE*, 11-14 Aug. 2002, pp. 177–179.
- [57] D. Xiao, X. Wu, and S. Li, "System design of second-order sigma-delta micromachined accelerometer," in *1st IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, 18-21 Jan. 2006, pp. 299–302.
- [58] Chi-Hung, L. Chunlei, M. Shi Ismail, and M. Gyu, "A 5 mhz nyquist rate continuous-time sigma-delta modulator for wideband wireless communication," in *Circuits and Systems, 1999. ISCAS '99. Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on*, vol. 2, 30 May-2 June 1999, pp. 368–371vol.2.
- [59] B. Boser and B. Wooley, "Quantization error spectrum of sigma-delta modulators," in *Circuits and Systems, 1988., IEEE International Symposium on*, 7-9 June 1988, pp. 2331–2334vol.3.
- [60] C. Zierhofer, "Adaptive sigma-delta modulation with one-bit quantization," *Circuits and Systems II : Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on* [see also *Circuits and Systems II : Express Briefs, IEEE Transactions on*], vol. 47, no. 5, pp. 408–415, May 2000.
- [61] Z. Martinez, A. B. Blazquez, and J. F. Beltran Blazquez, "A new topology for a sigma-delta audio power amplifier," in *Circuits and Systems, 2004. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium on*, vol. 5, 23-26 May 2004, pp. V–872–V–875Vol.5.
- [62] V. Saari, P. Juurakko, J. Ryyndnen, and K. Halonen, "13.5 mhz class-s modulator for an eer transmitter," in *Norchip Conference, 2004. Proceedings*, 8-9 Nov. 2004, pp. 253–256.
- [63] L. Yang, T. Liang, and J. Chen, "Three phase ac/dc buck converter with bidirectional capability," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 18-22 June 2006, pp. 1–6.
- [64] K. Nishijima, K. Harada, T. Nakano, T. Nabeshima, and T. Sato, "Analysis of double step-down two-phase buck converter for vrm," in *Telecommunications Conference, 2005. INTELEC '05. Twenty-Seventh International*, Sept. 2005, pp. 497–502.

- [65] S. R. Norsworthy, R. Schreier, and G. C. Temes, *Delta-Sigma Data Converters*, A. J. Wiley and P. SONS, INC., Eds. Wiley-Interscience, 1997.
- [66] A. Khanifar, N. Maslennikov, R. Modina, and M. Gurvich, "Enhancement of power amplifier efficiency through dynamic bias switching," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 2047–2050 Vol.3.
- [67] J. Van, S. Jung, H. Park, M. Kim, H. Cho, J. Jeong, S. Kwon, K. Lim, and Y. Yang, "Efficiency enhancement for power amplifiers using dynamic bias switching technique," *Electronics Letters*, vol. 44, 2008.
- [68] J. Deng, P. Gudem, L. Larson, D. Kimball, and P. Asbeck, "A sige pa with dual dynamic bias control and memoryless digital predistortion for wcdma handset applications," in *Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2005. Digest of Papers. 2005 IEEE*, 12-14 June 2005, pp. 247–250.
- [69] S. Bae, J. Kim, I. Nam, and Y. Kwon, "Bias-switching quasi-doherty-type amplifier for cdma handset applications," in *Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2003 IEEE*, 8-10 June 2003, pp. 137–140.
- [70] P. Blanken, R. Karadi, and H. Berveld, "A 50mhz bandwidth multi-mode pa supply modulator for gsm, edge and umts application," in *IEEE Radio Fréquence Integrated Circuits Symposium*, 2008.

# Chapitre 3 :

## Application de la technique de gestion dynamique de polarisation à un amplificateur large bande 100W

## **3.1 Introduction**

La première étape de ce travail de thèse a consisté en la mise en place d'un système de commande de polarisation de forte puissance pour commander un amplificateur UHF (50-500MHz) 100W de la société Thalès communication. L'objectif principal de ce travail est la validation de la technique EER pour des amplificateurs de très fortes puissances et large bande. Dans un second temps, nous avons travaillé conjointement avec le laboratoire R&D de Thalès pour la mise au point d'un prototype industriel.

Dans ce chapitre, nous présentons, dans un premier temps, le module d'amplification utilisé pour cette démonstration, nous reviendrons sur ses fonctions principales. Par suite, nous développons l'étape de caractérisation nécessaire pour l'application efficace de l'“EER”. Enfin, nous développons les différentes caractérisations mise en place pour valider cette technique sur un amplificateur large bande de forte puissance.

## **3.2 Description de l'amplificateur large bande 100 Watts**

### **3.2.1 Présentation de l'amplificateur 100W développé par la société Thalès Communications**

Cet amplificateur en technologie LDMOS est conçu autour de deux transistors (BLF647) montés en configuration push-pull (fig.3.1). Les circuits d'adaptation sont conçus à partir de baluns large bande. Les atténuateurs d'entrée et de sortie fixent les impédances aux accès de l'amplificateur à  $50\Omega$  et protègent l'amplificateur et les appareils de mesure contre tout problème de désadaptation pour se focaliser sur l'objectif premier : la validation du principe de gestion dynamique de polarisation à un amplificateur 100W large bande. Un circuit de contre-réaction permet de réaliser une compensation en gain sur toute la bande de fréquence (50 - 500MHz). Les circuits de polarisation assurent le filtrage des accès grille et drain. Nous verrons par la suite comment les circuits de polarisation et de contre-réaction ont été modifiés pour le bon fonctionnement du système de polarisation dynamique.

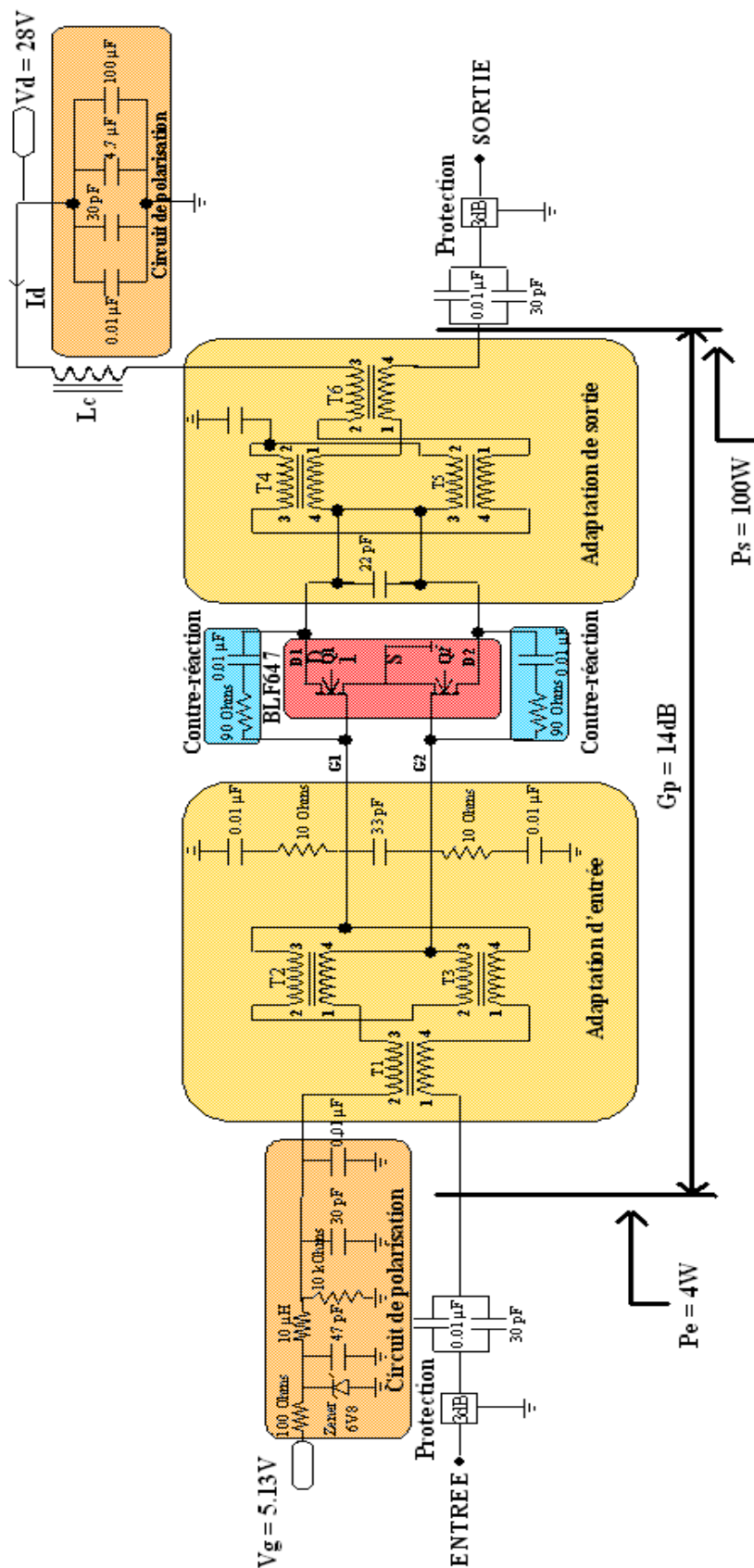


FIG. 3.1 – Schéma électrique de l'amplificateur large bande 100W utilisé

Le bilan de puissance sans les atténuateurs d'entrée et de sortie est le suivant :

- Puissance nominale de sortie = 100W
- Gain en puissance = 14dB
- Point nominal de polarisation :  $V_D = 28V$ ,  $V_{BIAS} = 5.13V$
- Courant nominal :  $I_D = 5.2A$

Une description plus détaillée des différents éléments de ce circuit est proposée dans les paragraphes suivants.

La figure 3.2 présente la maquette utilisée pour la démonstration. Les différentes fonctions décrites précédemment sont repérées sur la photo.

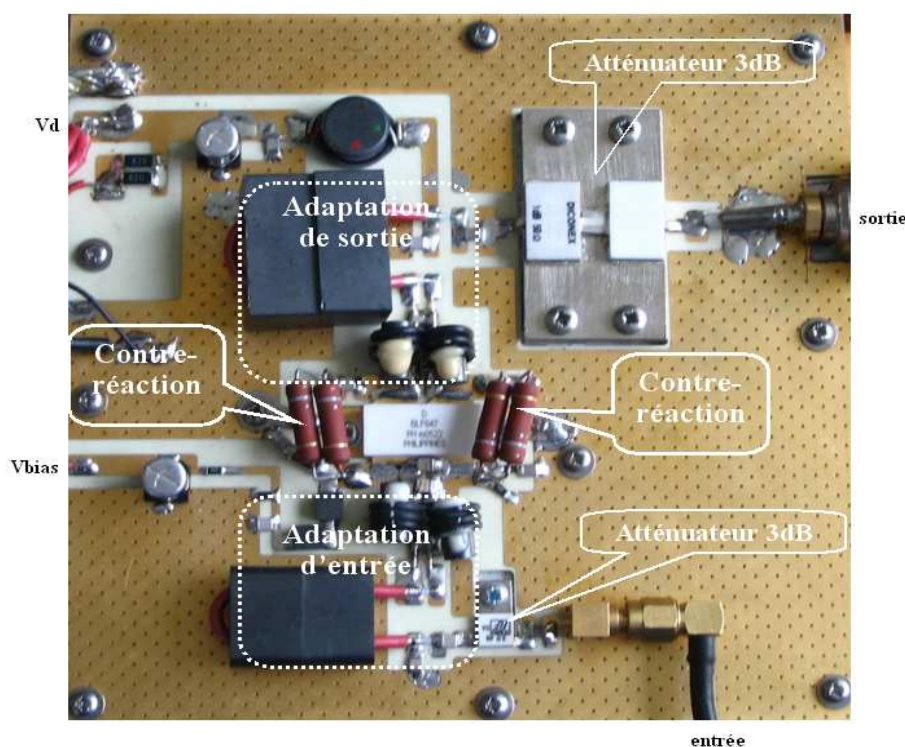


FIG. 3.2 – Photo de l'amplificateur large bande 100W utilisé

### 3.2.2 Adaptation d'entrée et de sortie

Dans la littérature, il existe plusieurs techniques pour réaliser l'adaptation large bande d'amplificateurs [1, 2], la plus utilisée dans ce domaine de fréquence est l'adaptation par baluns [3, 4, 5]. Ces montages baluns [3, 4] trouvent leurs intérêts lors de la conception d'amplificateurs "push pull" [2], de mélangeurs [5], de déphaseurs, de réseaux d'antennes [6].... Cette technique est aussi bien utilisée en UHF-VHF [7, 8] qu'en HF [9, 10]. La société Thalès Communications l'a mis en oeuvre sur cet amplificateur UHF utilisé dans plusieurs équipements. Sur la figure 3.3, nous pouvons voir le circuit électrique utilisé pour réaliser l'adaptation de sortie. On retrouve la même configuration en entrée.

Le premier étage permet la symétrisation du signal RF sur les deux branches de sortie (A & B sur la figure 3.3). Le second étage réalise la transformation d'impédance.

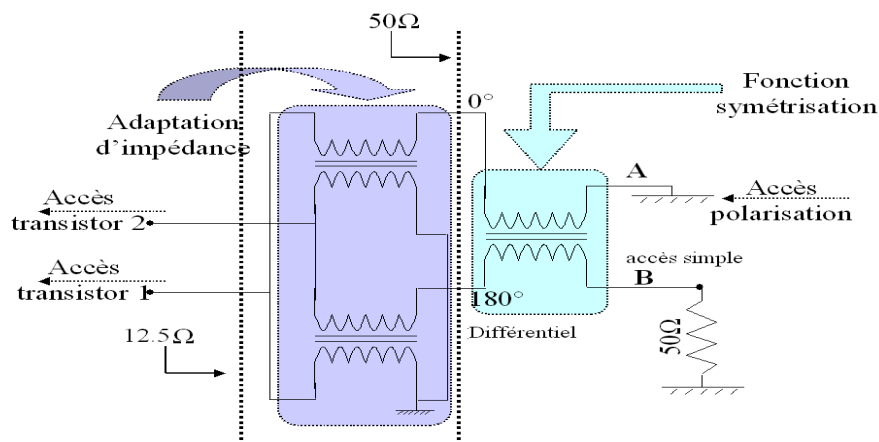


FIG. 3.3 – Adaptation de sortie de l'amplificateur. Schéma équivalent en HF.

### 3.2.3 Contre-réaction

Pour maintenir un gain constant (*ondulation tolérée de 0.5dB pour des applications militaires*) sur une bande de fréquence élevée (*quelques centaines de MHz*), les concepteurs utilisent souvent des circuits de contre-réaction. Cette technique permet en général d'abaisser le gain de l'amplificateur en basse fréquence. La figure 3.4 présente le circuit mis en oeuvre pour l'application 50-500MHz.

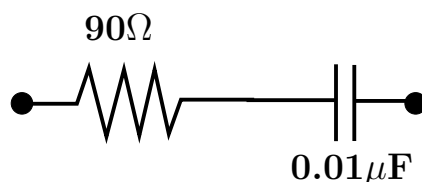


FIG. 3.4 – Circuit R-C de contre-réaction

Ce circuit de contre-réaction se comporte comme un filtre passe-haut. Lorsque l'on applique une polarisation fixe côté drain, la fréquence de coupure basse de ce filtre n'a aucune importance vis à vis de la polarisation de grille. En revanche, dans le cas d'une commande de polarisation de drain dynamique, il est impératif que cette fréquence de coupure basse du circuit de contre-réaction soit nettement plus élevée que la fréquence maximale du signal de commande de polarisation (c'est à dire idéalement la bande passante de l'enveloppe). La commande de polarisation de drain ne doit pas être reportée côté grille. C'est une contrainte nouvelle à respecter et à prendre en compte dès la conception de l'amplificateur RF pour appliquer correctement un contrôle dynamique



de polarisation. Nous avons dû réduire la valeur de la capacité de ce circuit (fig.3.4) à 470pF (cf paragraphe 3.5.1.2).

### 3.2.4 Circuit de polarisation

L'amplificateur a été initialement conçu pour fonctionner à polarisation fixe. Par conséquent, la bande passante des circuits de polarisation est très réduite. Côté drain, le circuit de filtrage comporte quatre capacités de différentes valeurs ( $100\ \mu\text{F}$ ,  $4.7\ \mu\text{F}$ ,  $0.01\ \mu\text{F}$ ,  $30\ \text{pF}$ ) en parallèle (fig.3.5). Sur la figure 3.5, les deux chemins DC du courant sont représentés. Dans le cas où l'amplificateur est polarisé avec une tension fixe, cette différence de trajet n'influe pas sur le fonctionnement de l'amplificateur RF. Par contre, en présence d'une commande dynamique de polarisation, plus la fréquence maximum de la commande sera élevée plus le retard de polarisation entre les drains des transistors T1 & T2 sera important. Ce dernier point est aussi à prendre en compte lors de la conception de l'amplificateur RF.

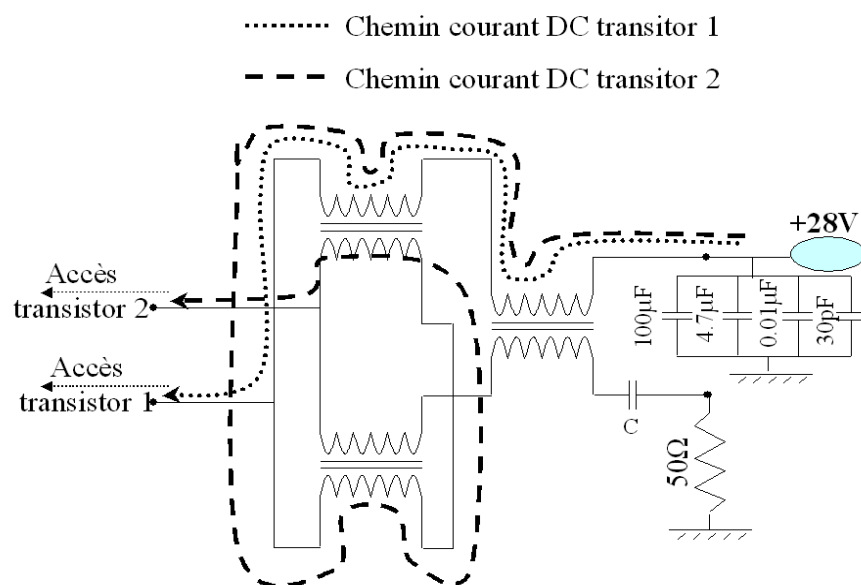


FIG. 3.5 – Circuit de polarisation de drain - Chemins du courant DC

Au niveau de l'accès grille ( $V_{BIAS}$ ), le circuit est plus complexe. Il se présente sous la forme suivante :

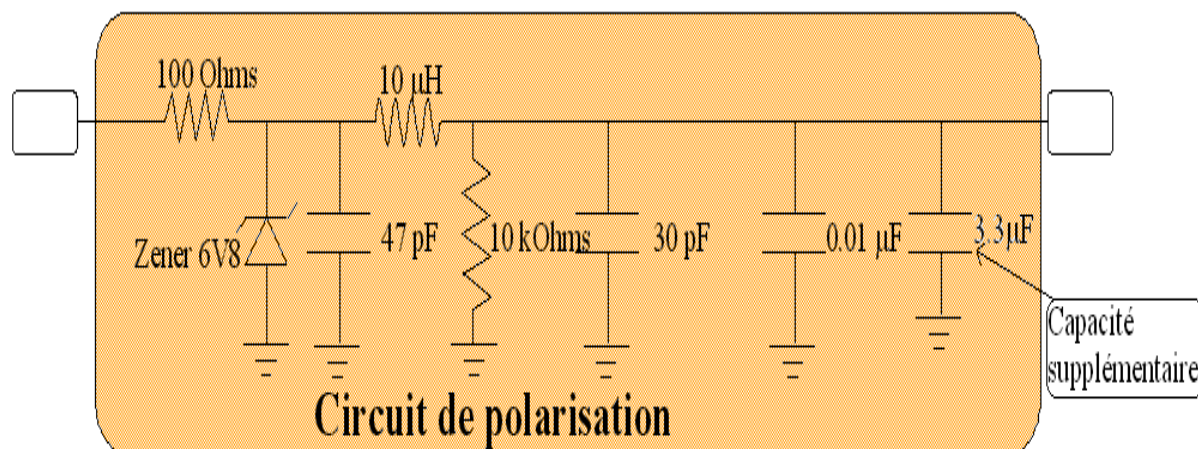


FIG. 3.6 – Circuit de polarisation de grille

La bande passante de ce circuit est de l'ordre de 400kHz (fig.3.7). Pour réduire les parasites apportés par la contre-réaction, il est nécessaire de réduire la fréquence de coupure par l'ajout d'une capacité de  $3.3\mu\text{F}$  en parallèle à celle de  $0.01\mu\text{F}$ . Cette modification est possible car la polarisation de grille restera fixe dans ce cas (pas de commande).

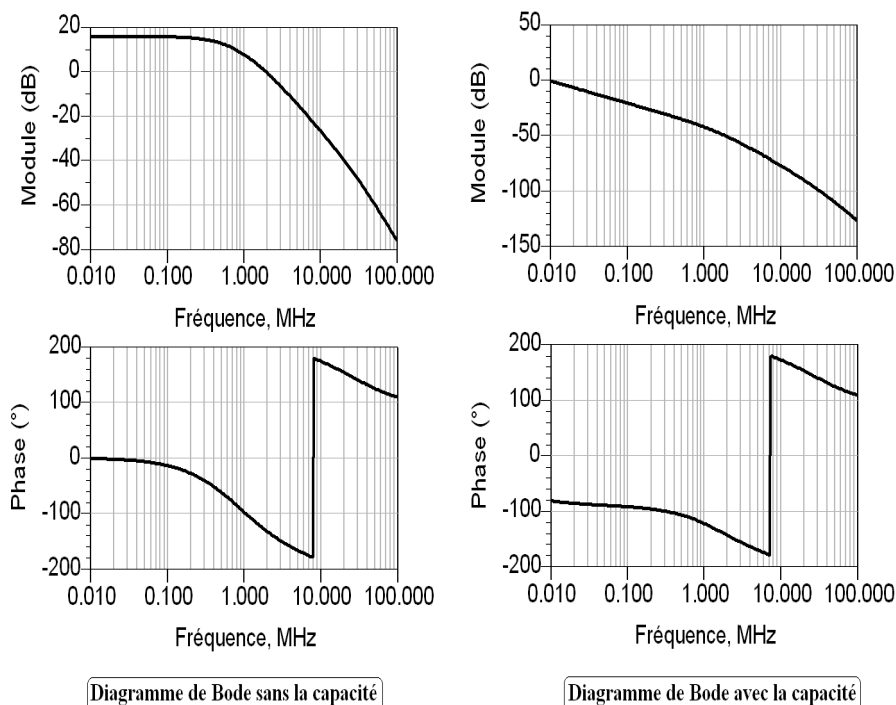


FIG. 3.7 – Tracé du diagramme de bode du circuit de polarisation de grille

La mesure des performances en puissance de l'amplificateur a été réalisée à partir de

la maquette fournie par la société Thalès Communications (réf. figure 3.2).

### 3.3 Caractéristiques de puissance

Pour mettre en place le système de gestion dynamique de puissance, il est nécessaire de réaliser une caractérisation complète de l'amplificateur afin de connaître les lois de commande des tensions de polarisation permettant le maintien du gain complexe à une valeur fixée sur toute la gamme de puissance d'entrée (ref. chapitre 2) et dans toute la bande RF. Nous débuterons ce paragraphe par les mesures CW (*Continuous Wave*) effectuées au point de polarisation nominal. Nous poursuivrons par la méthode expérimentale utilisée pour déterminer les lois de commande optimales.

#### 3.3.1 Caractérisation en mode CW

L'amplificateur (fig.3.2) a été testé en mode CW pour déterminer les performances en puissance dans la bande et pour différents points de polarisation.

Le banc de mesure mise en place pour réaliser cette caractérisation est présenté figure 3.8. Pour réaliser la mesure du gain complexe, un analyseur de réseau HP4195 a été utilisé. Cet appareil a servi aussi de source RF. Un pré amplificateur UHF a été nécessaire pour appliquer une puissance suffisante à l'entrée de l'amplificateur RF (*point A*). Deux alimentations DC variables alimentent le dispositif sous test. Les coupleurs en entrée et en sortie permettent de prélever les niveaux de puissance.

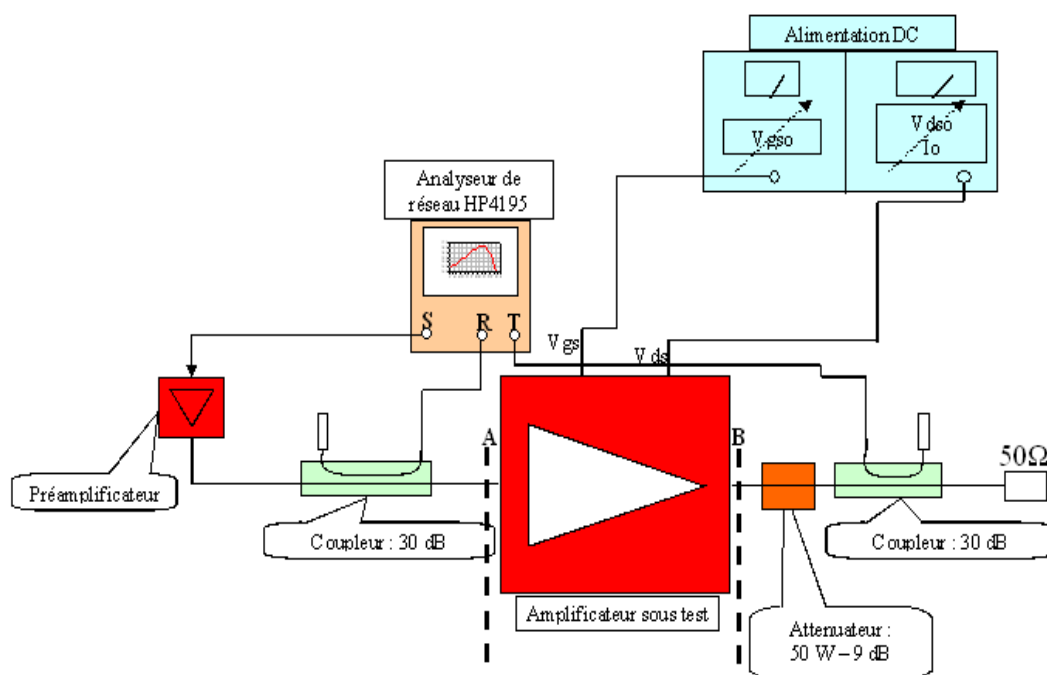


FIG. 3.8 – Banc de caractérisation CW

Ce banc nous a permis de relever le gain complexe, la puissance d'entrée et le courant consommé de l'amplificateur pour une fréquence de 230MHz dans un premier temps (fig. 3.9). A partir de cette base de données, nous avons pu tracer les courbes en puissance et le rendement pour un point de repos  $V_{DS0} = 28V$  et  $I_{DS0} = 150mA$  (classe AB profonde).

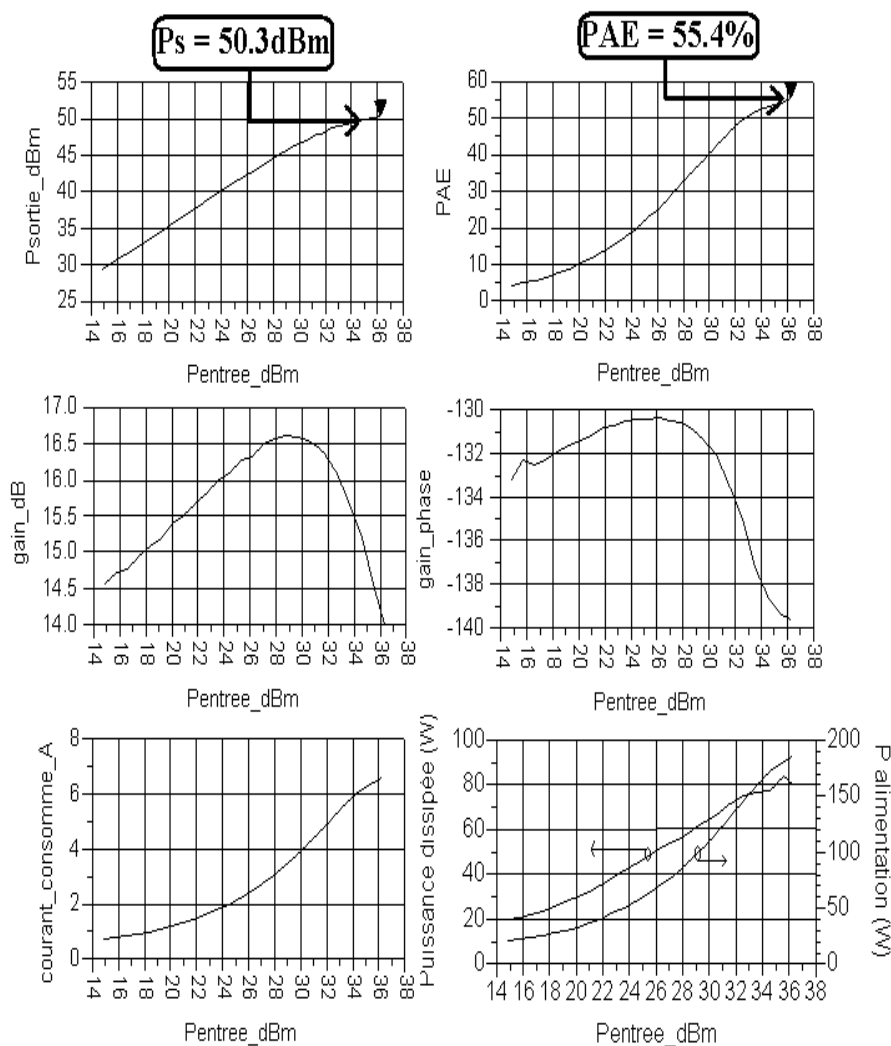


FIG. 3.9 – Performances de l'amplificateur pour  $V_{BIAS}=5.13V$  et  $V_D=28V$

La figure 3.9 nous montre les performances de l'amplificateur. A la compression, il possède une puissance nominale de sortie de 100W avec un gain de 14dB et un rendement en puissance ajoutée de 55%. Les conversions AM/AM et AM/PM sont caractéristiques d'un amplificateur fonctionnant en classe B ainsi que la courbe de puissance dissipée (*elle est strictement croissante*).

Pour valider son fonctionnement large bande, nous avons effectué des mesures similaires pour six fréquences dans la bande : 50MHz, 150MHz, 250MHz, 350MHz,

450MHz, 500MHz, avec les mêmes conditions de polarisation ( $V_{DS0}=5.13V$  et  $V_{DS0}=28V$ ). Le tableau 3.1 résume les grandeurs mesurées.

Fréquences	$P_{sortie}$ (W)	PAE (%)	Gain (dB)	$P_{disp}$ (W)	$P_{alim}$ (W)
50MHz	90	56	13	135	165
150MHz	95	55	12.8	139	165
250MHz	98	60	13.9	142	171
350MHz	95	57	13	135	159
450MHz	85	49	12.4	122	135
500MHz	74	50	11	115	120

TAB. 3.1 – Performances de l'amplificateur dans la bande 50-500MHz

L'étape suivante de la campagne de mesures a été la détermination des lois de commande optimales.

### 3.3.2 Détermination expérimentale des lois de commande optimales

Cette phase de caractérisation est indispensable pour la mise en place d'une commande efficace de polarisation de drain.

- Rappel du principe de commande de polarisation pour un signal 16QAM non filtré :

Appliqué à un signal 16QAM non filtré, le système de gestion dynamique de puissance doit être capable de fournir trois couples de tensions pour maintenir le gain complexe constant avec le maximum de rendement (fig.3.10).

Pour l'application, nous avons fixé le gain complexe à 14dB pour le module et  $-134^0$  pour la phase.

- Détermination des lois :

A partir du banc de mesure CW décrit précédemment, nous avons expérimentalement déterminé les couples de polarisation nécessaires pour maintenir un gain complexe constant. Les niveaux de puissances ont été fixés expérimentalement de manière à obtenir le maximum de puissance en sortie de l'amplificateur.

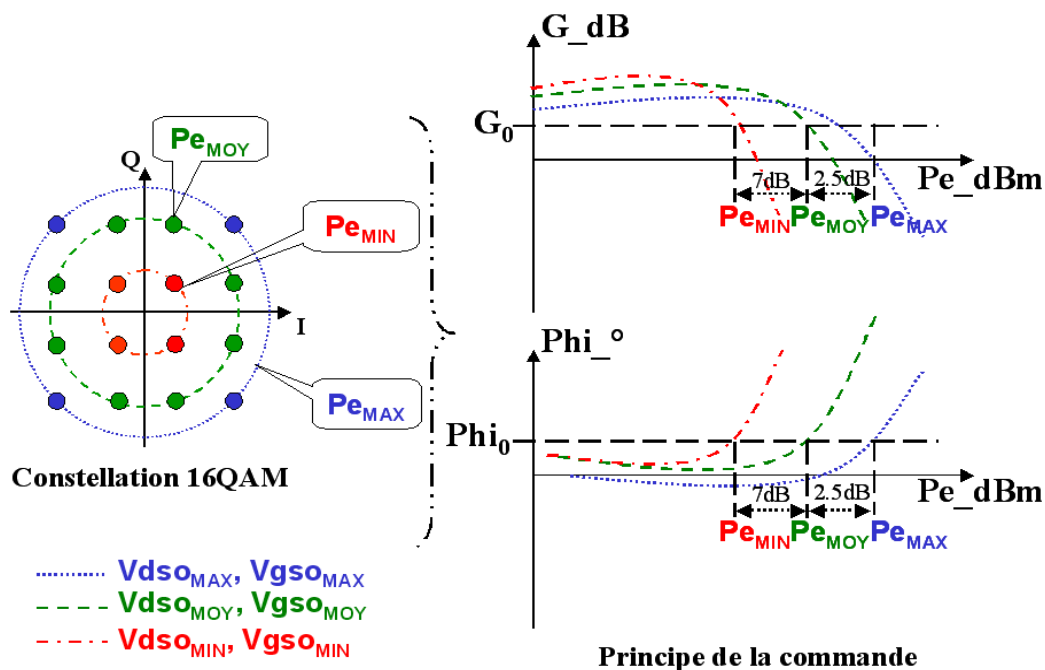


FIG. 3.10 – Principe de la commande de polarisation appliquée à un signal 16QAM non filtré

Pour réaliser cette tâche, nous avons procédé de la manière suivante :

- Se placer à la polarisation maximale (notre choix :  $V_{GS0} = 5V$  &  $V_{DS0} = 24V$ )
- Mesurer le gain complexe en fonction de la puissance
- Tracer la PAE en fonction de la puissance d’entrée
- Repérer la puissance d’entrée pour laquelle la PAE est maximale
- Relever le gain complexe  $G1$  pour cette puissance d’entrée : **référence de la manipulation**
- Déplacer le curseur de l’analyseur de réseau sur le point de puissance suivant
- Faire varier la tension de polarisation (diminuer leur valeur) pour obtenir le même gain complexe  $G1$
- Relever le nouveau point de polarisation pour ce niveau de puissance
- Vérifier que la PAE est optimale pour ce couple de polarisation
- Répéter ces quatre dernières opérations pour chaque niveau de puissance

Grâce à cette méthodologie, nous avons déterminé les couples de polarisation présentés sur la figure 3.11. L’écart entre la puissance minimum et maximum (25.77-35.5dBm) soit 9.5dB environ, correspond à la dynamique en puissance d’une modulation 16QAM non filtrée. Nous pouvons observer une différence de phase  $\Delta\phi$  de quelques degrés. Une telle différence de phase affecte peu les constellations des modulations numériques choisies (16QAM et OFDM pour nos applications).

La classe de fonctionnement de l’amplificateur permet de s’affranchir d’une commande

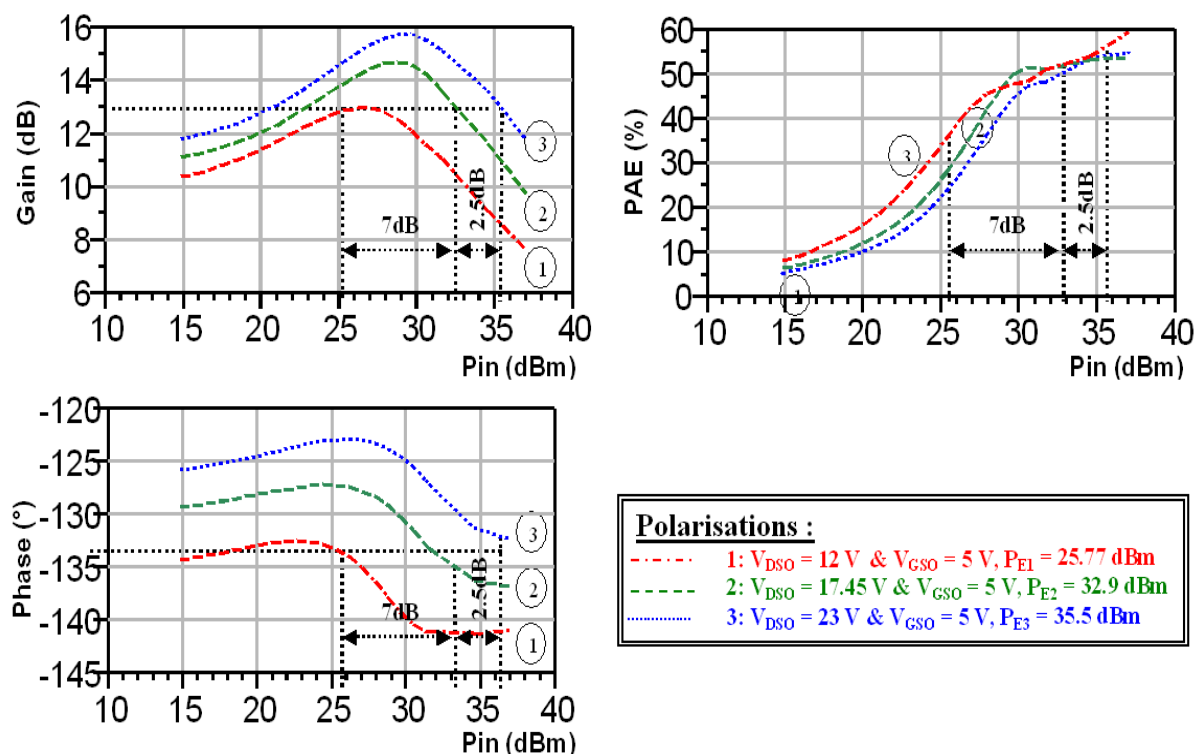


FIG. 3.11 – Tensions de drain choisies pour maintenir un gain complexe constant

sur le  $V_{bias}$  (+5V). En classe B, il n'y a pas ou peu de courant DC consommé au point de repos. Il est fixé par la puissance RF fournie à l'amplificateur lors du fonctionnement fort signal. Expérimentalement, le maintien à 5V de cette tension est nécessaire pour atteindre les performances souhaitées. Pour des classes de fonctionnement telles que la classe A ou AB, l'intégration de la commande de grille est nécessaire mais ne présente pas de difficultés majeures : la puissance DC à fournir reste faible.

Pour appliquer la commande à des signaux filtrés, il est nécessaire de connaître la tension de drain nécessaire pour des niveaux de puissance intermédiaires repartis sur la dynamique de puissance (de 25dBm@33dBm). A partir de cette base de données, nous avons déduit la courbe des tensions de drain optimales, fonction de la puissance d'entrée, nécessaire au maintien du gain complexe constant (fig.3.12) sur toute la dynamique.

Ces caractéristiques peuvent être approximées par des polynômes d'ordre 2. Les coefficients des polynômes de ces différentes courbes sont tous réels et très proches en valeur. Par conséquent, si l'application future se limite à une bande plus réduite, une seule loi de commande pourrait suffire, simplifiant ainsi le dispositif à mettre en place.

A partir de ces informations, nous avons mis en place le système de commande (*décrit dans le chapitre 2 paragraphe 2.4.2*) permettant de réaliser expérimentalement la fonction souhaitée.

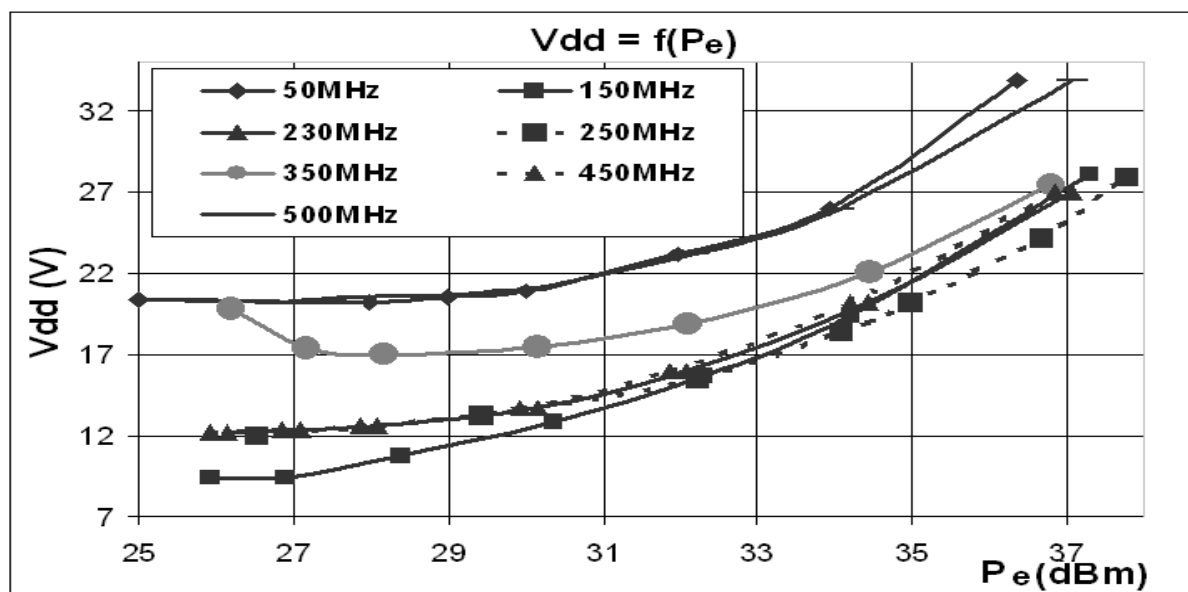


FIG. 3.12 – Lois de commande optimale de polarisation de drain dans la bande 50-500MHz

### 3.4 Simulations sous ADS : comparaison modèle-mesure en mode CW et simulation système du modèle en présence de modulation numérique

Pour réaliser ces simulations, nous n'avions pas de modèle électrique des deux transistors montés en "Push-Pull"(BLF647). De plus, les baluns utilisés pour l'adaptation n'ont pas été modélisés. Par conséquent, une modélisation comportementale de ce circuit a été mise en place pour effectuer une simulation système du dispositif. Concernant les modèles comportementaux, il n'existe pas, à notre connaissance, de modèles dynamiques dépendants de la polarisation et prenant en compte simplement les phénomènes mémoires.

#### 3.4.1 Modélisation comportementale : utilisation des modèles *S2D* d'ADS

Parmi tous les modèles comportementaux disponibles sous le logiciel ADS, nous avons choisi le modèle *S2D*. Grâce aux courbes de conversions AM/AM & AM/PM, ce modèle reproduit le comportement en puissance de l'amplificateur (courbes  $P_S=f(P_E)$  et gain complexe, figure 3.13). Pour calculer le rendement, un "Data Acces Component" (DAC) a été utilisé pour simuler le courant DC consommé. Le tracé du rendement en fonction de la puissance d'entrée (fig.3.14) est représentatif des performances de la modélisation. Comme nous pouvons le voir sur ces deux graphiques, le modèle reproduit assez bien le comportement de l'amplificateur. Cette modélisation apporte un support logiciel pour la



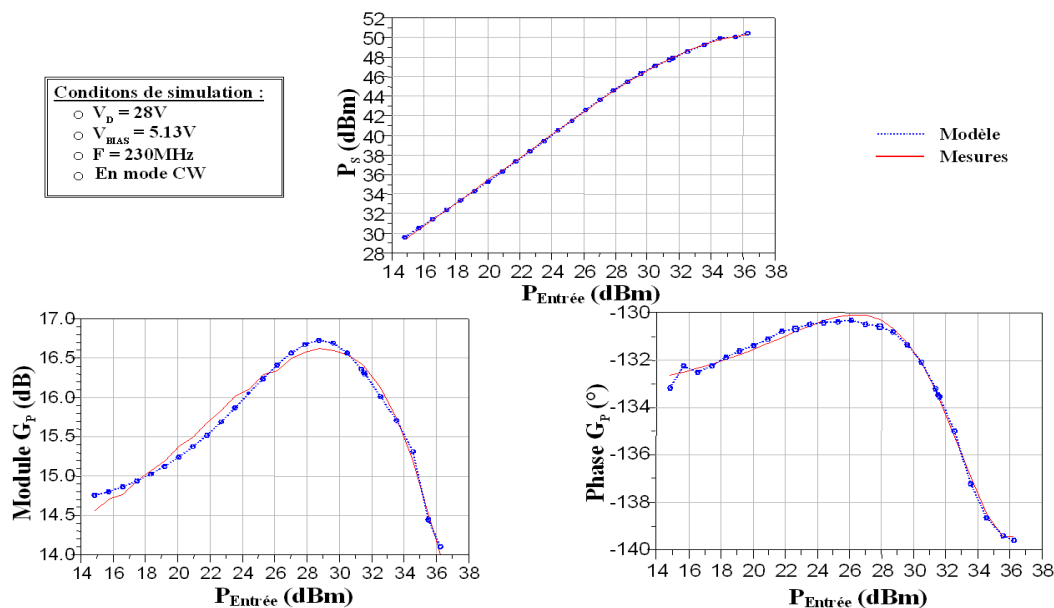


FIG. 3.13 – Comparaison des performances en puissance entre le modèle S2D et les mesures de l’amplificateur 100W large bande

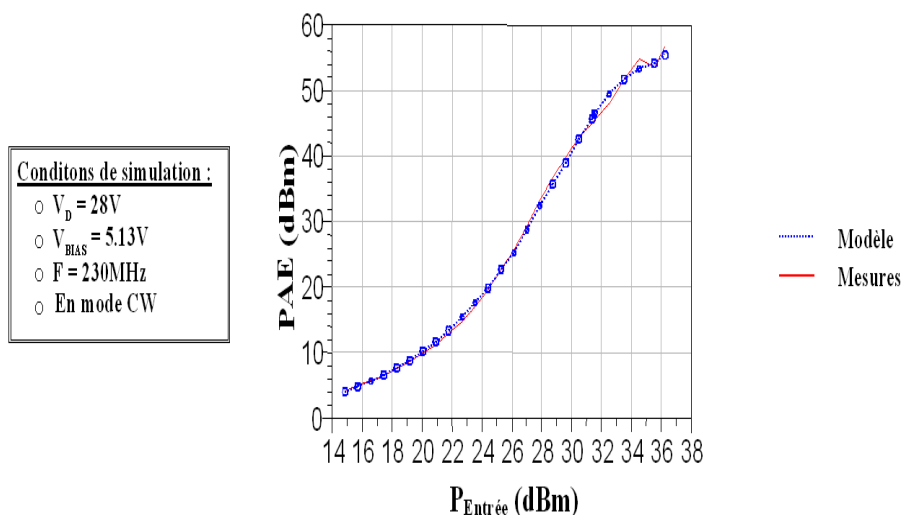


FIG. 3.14 – Comparaison du rendement en puissance ajoutée entre le modèle S2D et les mesures de l’amplificateur 100W large bande

validation de la commande de polarisation de l’amplificateur. A partir de ces modèles comportementaux, nous avons mis en place une simulation système appliquée à une modulation 16QAM non filtrée.

### 3.4.2 Simulation système : validation de la commande de polarisation de drain pour une modulation 16QAM non filtrée

Une solution basée sur la modélisation décrite ci-dessus et sur le principe décrit figure 3.15 a été implantée sous ADS. Ce principe de simulation permet d'évaluer les performances de l'amplificateur avec gestion de polarisation pour de faibles débits.

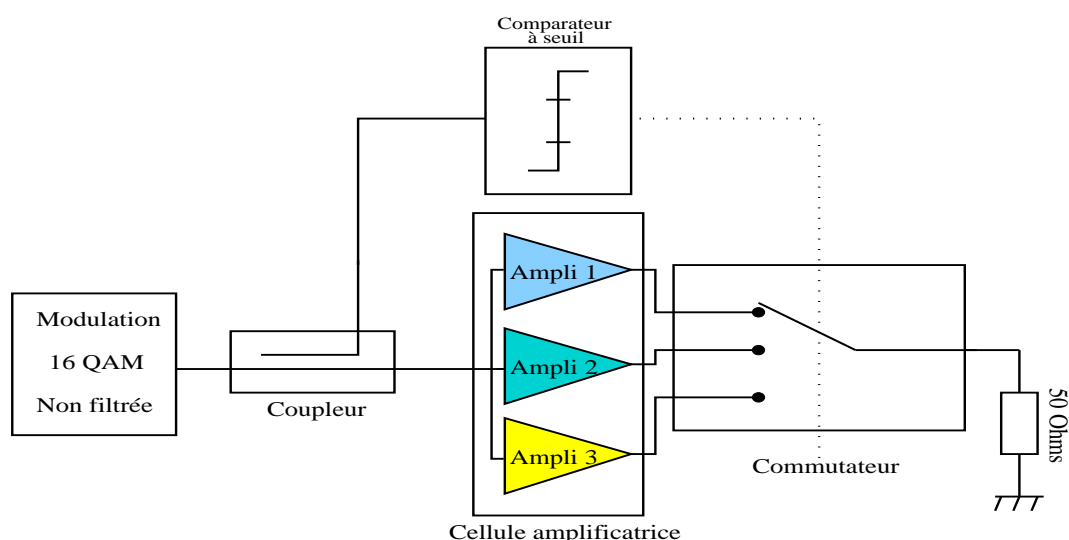


FIG. 3.15 – Principe du système mis en place sous le logiciel ADS

Comme nous pouvons le voir sur la figure 3.15, trois amplificateurs sont utilisés (*trois polarisations différentes (tableau 3.2) sont nécessaires au maintien du gain complexe sur la gamme de puissance de la modulation 16QAM non filtrée*). Un commutateur

	Vdso	Vgso
<b>Point 1</b> (Puissance minimum)	12 V	5 V
<b>Point 2</b> (Puissance moyenne)	17.45 V	5 V
<b>Point 3</b> (Puissance maximum)	24 V	5 V

TAB. 3.2 – Couple de polarisation choisi

permet de sélectionner, en fonction du niveau de puissance d'entrée, le signal de sortie de l'amplificateur possédant la polarisation optimum pour le niveau de puissance correspondant. En simulation, nous reproduisons ainsi le principe de polarisation dynamique décrit sur la figure 3.10. Cette approche permet une évolution statique des commandes de polarisation. En aucun cas, elle ne permet de simuler le système en dynamique (vitesse de modulation, transitoires, etc...).

Les conditions de simulation sont les suivantes :

- Format de modulation = 16QAM non filtrée
- Fréquence RF = 230MHz
- Débit symbole = 1MBauds
- Puissance maximum = 34.5dBm
- Puissance moyenne = 32dBm
- Puissance minimum = 25.8dBm
- Nombre de symboles = 500

Dans ce contexte, trois simulations comparatives ont été réalisées (voir tableau 3.3).

	<b>Cas 1</b>	<b>Cas 2</b>	<b>Cas 3</b>
<b>Commande de polarisation</b>	Non	Non	Oui
<b>Tension de drain</b>	$V_D = 21V$	$V_D = 21V$	Variable ( $11.8V - 24.5V$ )
<b>Tension de grille</b>	$V_{BIAS} = 5V$	$V_{BIAS} = 5V$	$V_{BIAS} = 5V$
<b>Recul en puissance</b>	0dB	6dB	0dB
<b>Puissance moyenne</b>	$\approx 32dBm$	$\approx 26dBm$	$\approx 32dBm$

TAB. 3.3 – Trois cas simulés

Pour le premier cas, l'amplificateur est soumis à un signal modulé de puissance moyenne 32 dBm correspondant à 1dB de compression. Pour cette configuration, nous observons les déformations de la constellation de sortie dûes aux non-linéarités des conversions AM/AM & AM/PM de l'amplification de puissance (fig.3.16a). Même si le rendement reste élevé, la linéarité de l'amplificateur de puissance est fortement dégradée (plus de 10% d'EVM). Une solution couramment utilisée pour améliorer la linéarité est l'utilisation d'un back-off (fig.3.16b). Dans ce cas, les distances inter-symboles sont bien respectées mais le rendement en puissance ajouté (PAE = 28%) est dégradé. Grâce au système de gestion dynamique de polarisation (fig.3.16c) il est possible d'améliorer conjointement la linéarité (EVM = 4%) et le rendement (PAE = 51.79%). Cette étape de validation est nécessaire et confirme l'efficacité de la technique sur cet amplificateur large bande 100W. Les mesures valideront par la suite ces résultats de simulation. La suite de ce chapitre est consacrée à la mise en pratique des principes décrits ci-dessus et validés par la simulation.

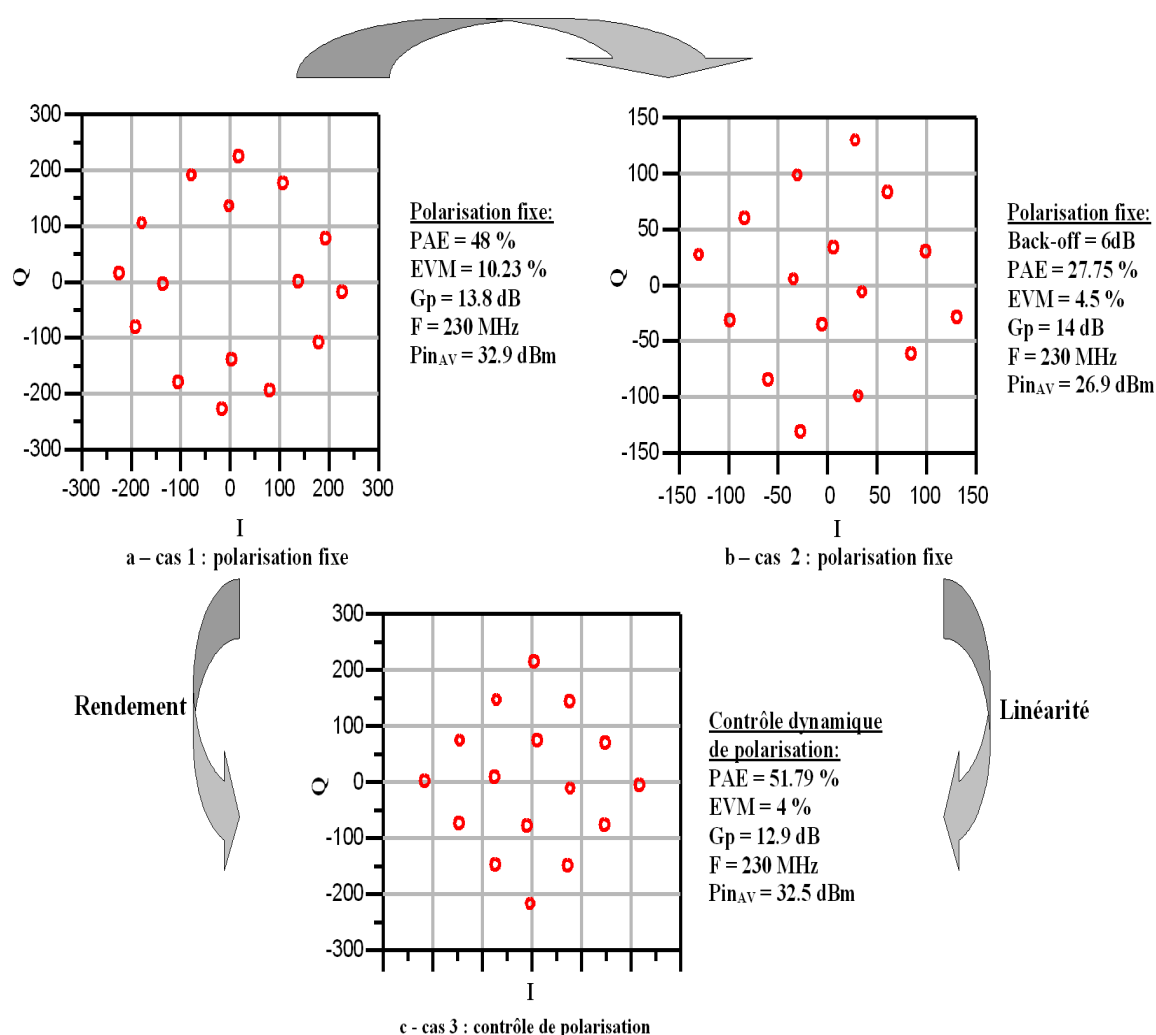


FIG. 3.16 – Constellations de sortie pour les trois cas de figure envisagés

## 3.5 Mesures du système global

### 3.5.1 Validation et vérification du fonctionnement en puissance du système complet

#### 3.5.1.1 Description du banc

Sur la figure 3.17, nous retrouvons l'amplificateur et la carte de commande, tout deux décrits précédemment. Pour générer le signal 16QAM, nous utilisons un générateur de signaux Rhode & Schwartz, SMU200A. Il permet la génération des signaux IQ en bande de base et des modulations numériques grâce à un modulateur IQ de bande passante maximum 80MHz. Sa fréquence d'échantillonnage peut être réglée : 16Méchantillons, 64Méchantillons, 128Méchantillons. Parmi ses nombreuses fonctionnalités, il est possible

d'implanter une pré-distorsion numérique sur les signaux en Bande de Base. Grâce à un programme développé dans l'équipe par Grégoire Nanfack-Nkodem et Guillaume Neveux [11], le générateur de signaux intègre les non-linéarités du pré amplificateur de manière à obtenir à l'entrée de l'amplificateur sous test une constellation quasi-parfaite avec un ACPR (*Adjacent Channel Power Ratio*) de -55dB.

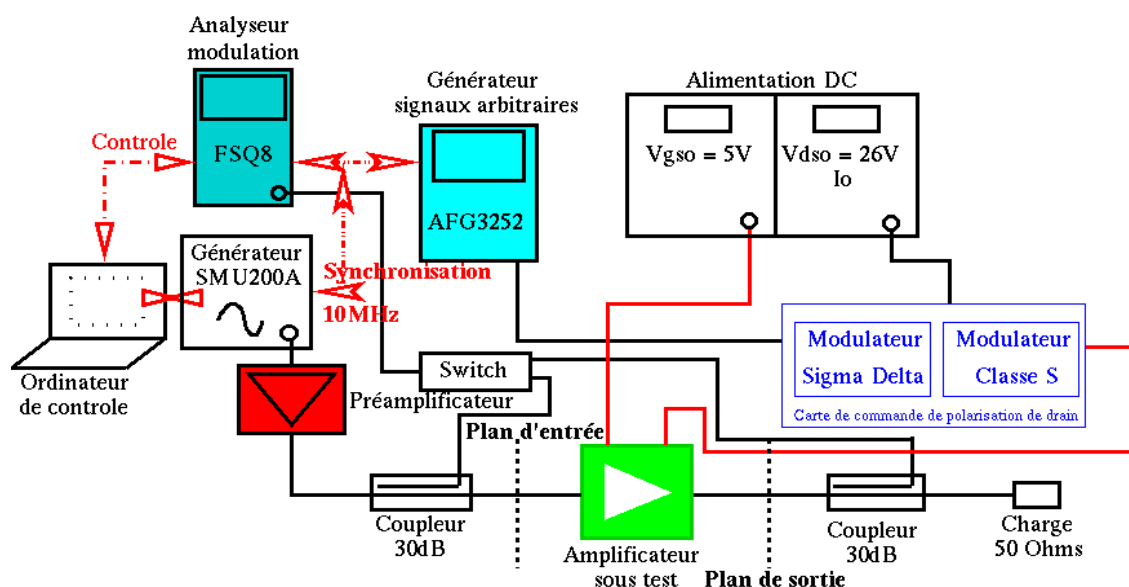


FIG. 3.17 – Banc de mesure

Deux coupleurs situés à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sous test permettent de prélever les signaux traités ensuite par l'analyseur de modulation Rhode & Schwartz (*FSQ8*). Cet analyseur permet le tracé des constellations de sortie (*intégration du filtrage en racine de cosinus surélevé dans l'appareil*), la mesure d'ACPR, le calcul d'EVM.... Un générateur de fonctions arbitraires (AFG3252) génère le signal d'entrée de la carte de commande de polarisation. Il intègre les lois de commande déterminées expérimentalement (ref. paragraphe 3.3.2). De plus, un réglage manuel du gain et de l'offset du signal de sortie permet l'ajustement des niveaux nécessaires pour la commande. Une synchronisation (*sur la référence 10MHz*) de cet appareil avec ceux décrits précédemment est nécessaire pour que le signal de commande soit synchrone avec la modulation appliquée à l'entrée de l'amplificateur sous test. Enfin, deux alimentations DC permettent de fournir les tensions et les courants de polarisation de l'amplificateur 100W et de la carte commande. La photo du banc (*figure 3.18*) permet d'identifier le matériel utilisé pour les tests.

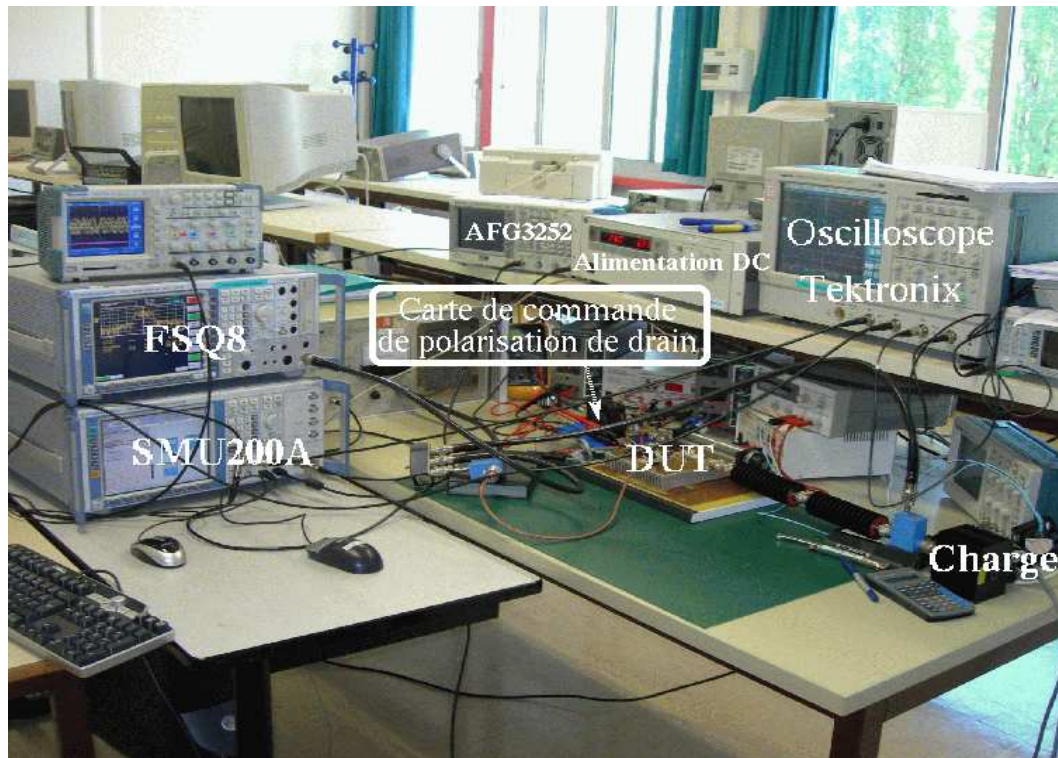


FIG. 3.18 – Photo du banc de mesure mis en place

### 3.5.1.2 Résultats obtenus

Les mesures ont été effectuées dans le contexte suivant :

- Format de modulation = 16QAM non filtrée et filtrée
- Fréquence RF = 230MHz
- Débit symbole = 10kBauds (40kBits/sec)
- Puissance maximum = 34.5dBm
- Puissance moyenne = 32dBm
- Puissance minimum = 25.8dBm
- Nombre de symboles = 125

Dans un premier temps, une comparaison des performances de l'amplificateur fonctionnant à polarisation fixe et avec la commande a été réalisée.

• Comparaisons des performances de l'amplificateur à polarisation fixe et avec la commande de polarisation :

Les conditions du tableau 3.3 ont été reprises pour des signaux filtrés et non filtrés. Pour chacune des configurations du tableau 3.4, nous avons relevé la constellation de sortie et l'EVM. Une mesure complémentaire du spectre de sortie a été réalisée dans le cas de signaux filtrés.

	<b>Cas 1</b>	<b>Cas 2</b>	<b>Cas 3</b>
<b>Commande de polarisation</b>	Non	Non	Oui
<b>Tension de drain</b>	$V_D = 23V$	$V_D = 23V$	Variable ( $11.8V - 24.1V$ )
<b>Tension de grille</b>	$V_{BIAS} = 5V$	$V_{BIAS} = 5V$	$V_{BIAS} = 5V$
<b>Recul en puissance</b>	0dB	6dB	0dB
<b>Puissance moyenne</b>	$\approx 32.2dBm$	$\approx 26dBm$	$\approx 32dBm$

TAB. 3.4 – Conditions de polarisation

Que ce soit avec des signaux filtrés ou non, dans le cas où l'amplificateur est à polarisation fixe et soumis à un signal 16QAM de puissance moyenne 32dBm, nous observons expérimentalement les effets des caractéristiques non linéaires de conversion AM/AM & AM/PM. Dans cette configuration, le rendement en puissance ajoutée est proche de 40%. Cette solution dégrade fortement la linéarité alors que le rendement reste élevé.

Une solution pour améliorer la linéarité est l'utilisation d'un "back-off" de 6dB à l'entrée de l'amplificateur de puissance (fig.3.19b & 3.20b). Dans ce cas, les distances inter-symboles de la constellation de sortie sont bien respectées alors que le rendement chute de plus de 13 points pour des signaux non filtrés et de près de 10 points pour la modulation 16QAM filtrée. Dans ce cas, la linéarité est améliorée alors que le rendement reste faible. La détermination du meilleur compromis rendement-linéarité en utilisant cette solution de back-off, bien que largement employée, est peu satisfaisante en terme de consommation.

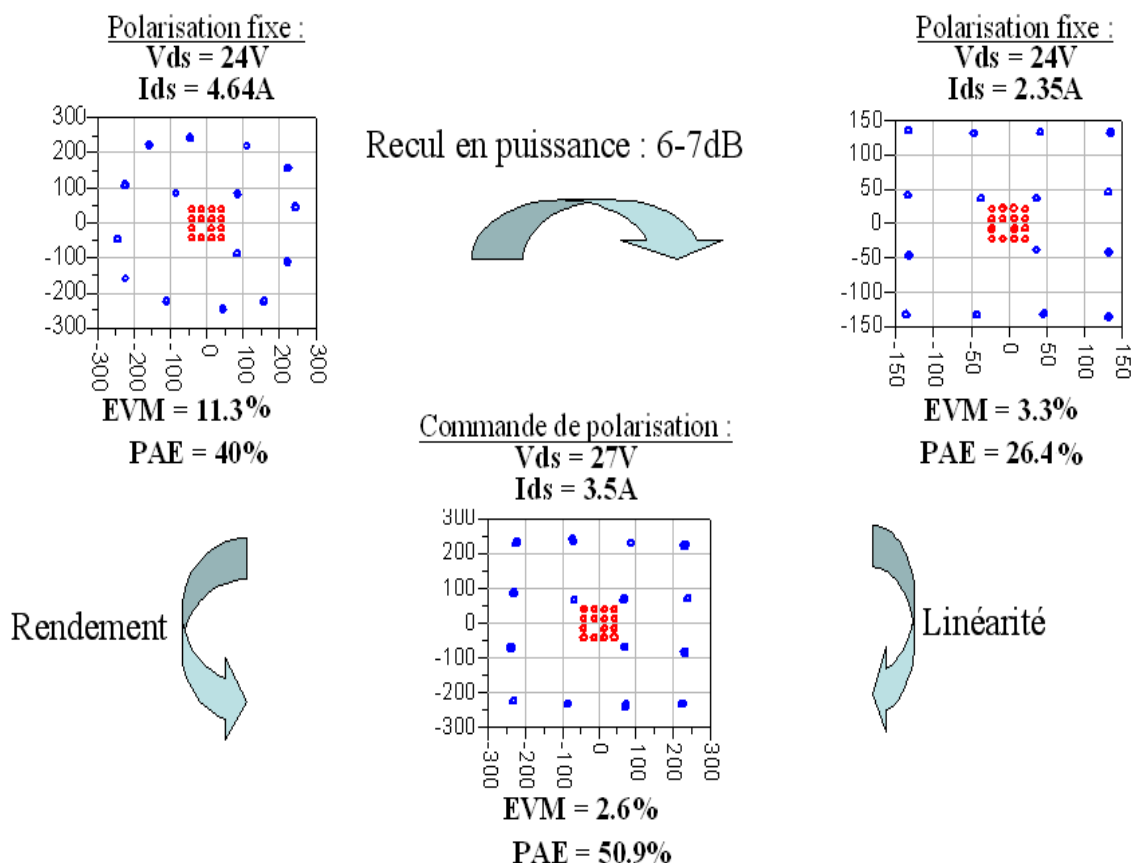


FIG. 3.19 – Constellations de sortie lorsque l’amplificateur est soumis à un signal 16QAM non filtré

Le système de gestion dynamique de polarisation (fig.3.19c & 3.20c) permet à la fois de respecter les contraintes de linéarité (respect des distances inter-symbole) et de rendement (PAE = 50.9% pour les signaux non filtrés et PAE = 47.7% avec les signaux filtrés). Ces résultats montrent toute l’efficacité de la mise en place d’un tel système qui permet d’échapper au classique compromis rendement/linéarité. Ces deux paramètres sont améliorés simultanément.



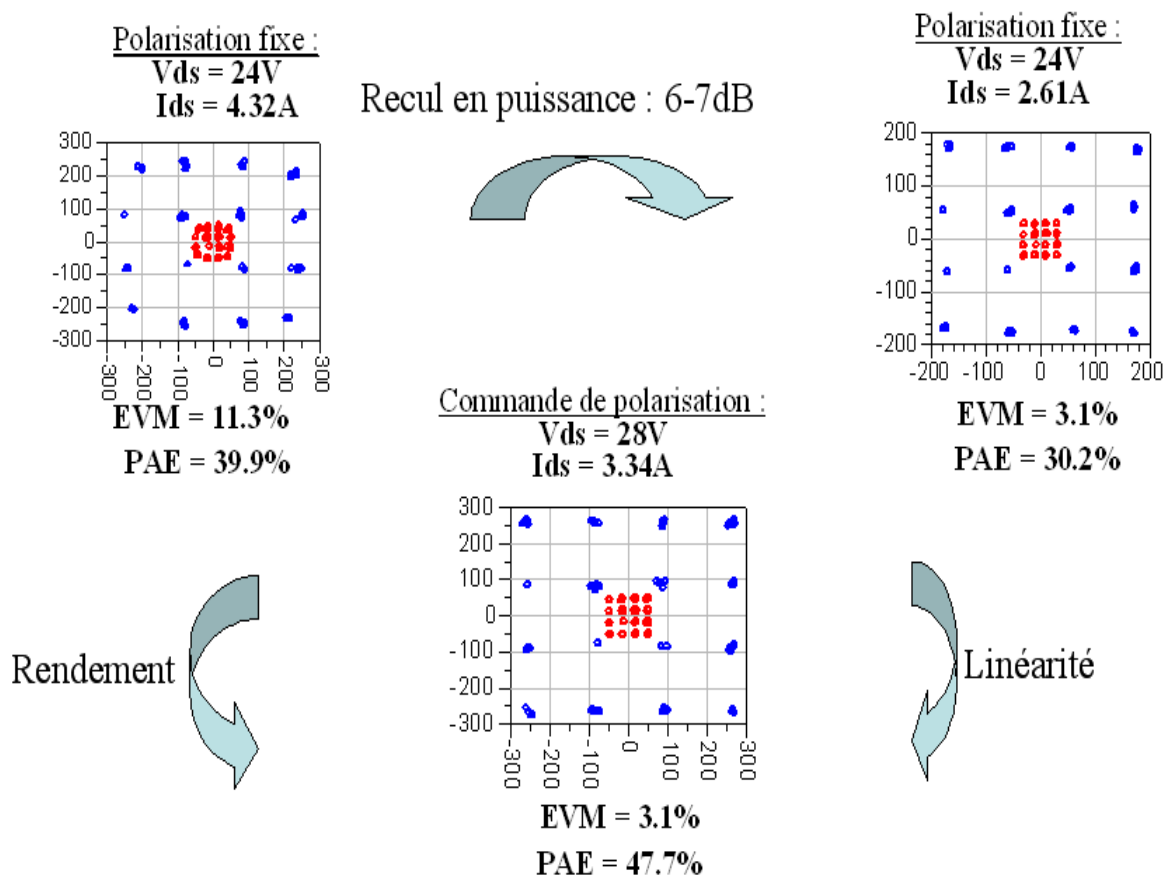


FIG. 3.20 – Constellations de sortie lorsque l’amplificateur est soumis à un signal 16QAM filtré

• Performances du système en fonction de la puissance moyenne de la constellation d’entrée :

Pour vérifier le fonctionnement du système sur une dynamique en puissance de plus de 15dB, nous avons tracé (fig.3.21) les performances (*EVM* & *PAE*) en fonction de la puissance moyenne de la constellation d’entrée. Les rendements sont calculés en tenant compte de la consommation du circuit de commande. Le système permet de gagner plus de 15 points sur le rendement et améliore l’EVM de plus de 6 points. Ces améliorations sont valables aussi bien avec des signaux non filtrés qu’avec des signaux filtrés. Le système de commande permet donc de reproduire les variations d’enveloppe du signal d’entrée : il est indépendant du type de modulation.

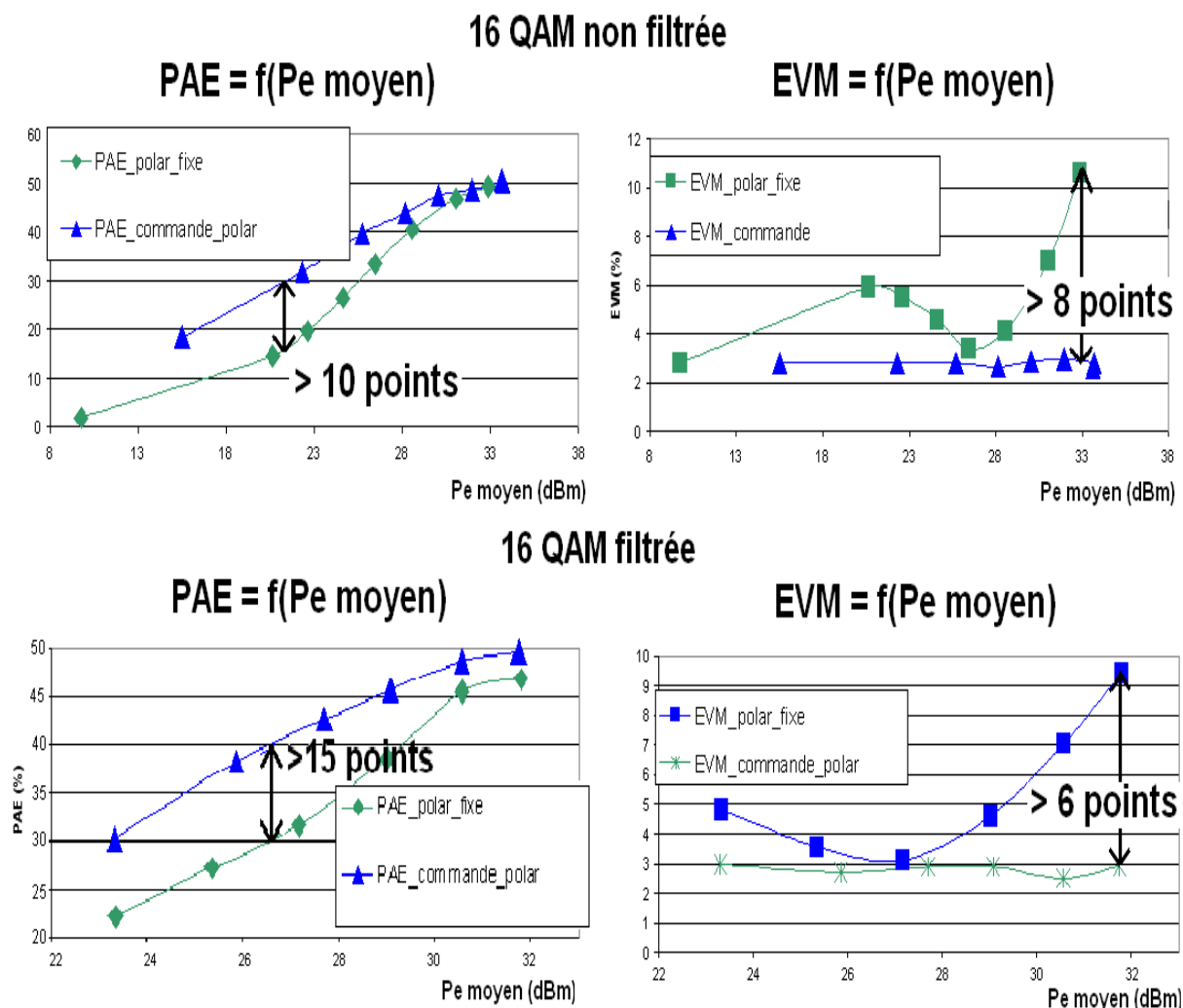


FIG. 3.21 – Comparaison des performances de l’amplificateur à polarisation fixe ( $V_{GS0} = 5V$  &  $V_{DS0} = 24V$ ) et avec le système de commande sur une dynamique en puissance de plus de 15dB

### 3.5.1.3 Association du système avec une prédistorsion

- Principe de la prédistorsion numérique en bande de base :

Pour réaliser la prédistorsion en bande de base, il est nécessaire de respecter trois étapes :

- **Identification du modèle AM/AM et AM/PM de l’amplificateur de puissance**

L’identification du modèle à inverser n’est pas liée uniquement à l’amplificateur sous test mais à toute la chaîne d’émission comme le montre la figure 3.22, afin de prendre en compte les défauts par exemple au modulateur I/Q ou à un pré-amplificateur.

Pour prendre en compte les différentes pertes dans les éléments du banc de mesure,

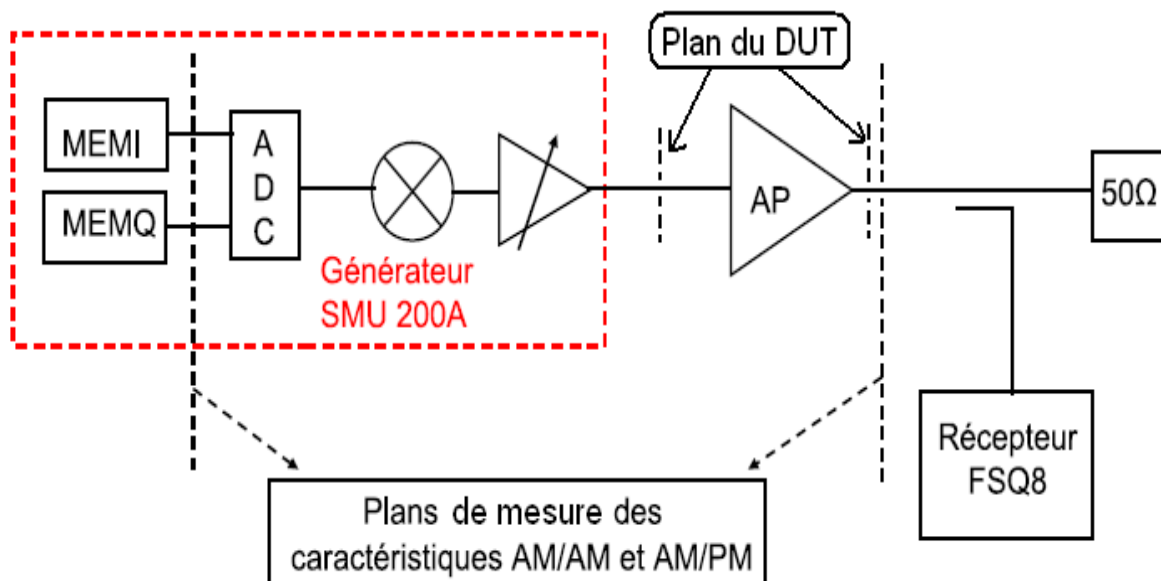


FIG. 3.22 – Plan d'extraction des caractéristiques de puissance de l'amplificateur

une première étape d'étalonnage de ce banc est nécessaire. Une fois l'étalonnage réalisé, la mesure des conversions AM/AM & AM/PM se fait dans le plan du dispositif sous test. Cette mesure est réalisée en dynamique c'est à dire en appliquant un signal modulé avec une dynamique donnée (9.5dB dans le cas d'une 16QAM, 10.5dB dans le cas de l'OFDM avec 100 porteuses). La figure 3.23 présente les points de mesure et les polynômes calculés pendant la phase de caractérisation. L'extraction du polynôme pour la conversion AM/AM est obtenu par l'algorithme des moindres carrés. Pour les conversions de phase, une méthode expérimentale a été mise en place. Les détails sur ces deux techniques sont présentés dans la thèse de Grégoire Nanfack-Nkondem (Université de LIMOGES) [11]. Une fois cette extraction réalisée, une étape d'inversion de ces polynômes est nécessaire.

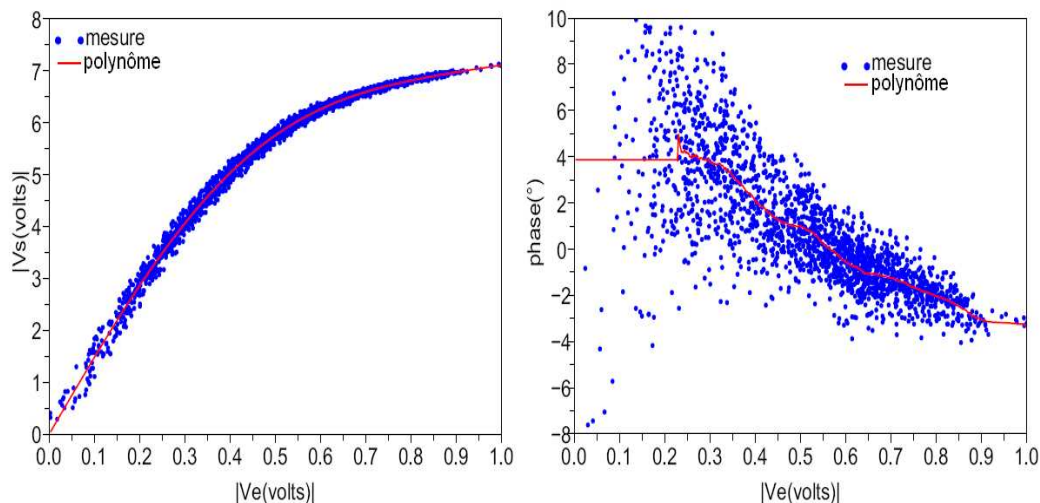


FIG. 3.23 – Exemple d'extraction des polynômes sur un amplificateur donné

### – Inversion du modèle

Nous présentons sur la figure 3.24, les résultats de l'inversion polynomiale appliquée aux conversions AM/AM & AM/PM de l'amplificateur.

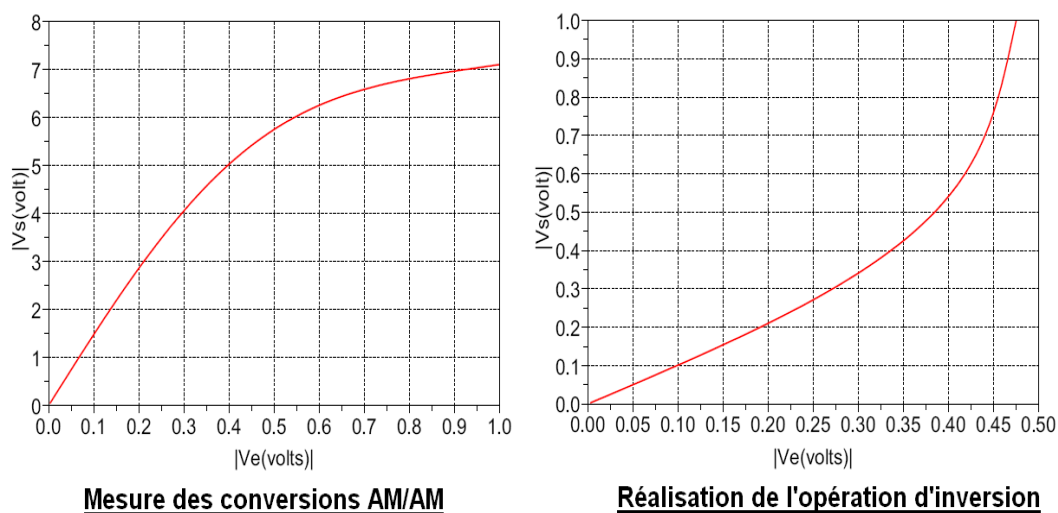


FIG. 3.24 – Inversion du polynôme de conversions AM/AM d'un amplificateur donné

Ce nouveau polynôme est ensuite utilisé pour la réalisation de la prédistorsion en bande de base.

– **Application**

Nous montrons ici des résultats issus de la thèse de Grégoire Nanfack-Nkondem illustrant l'effet de cette prédistorsion sur les signaux en bande de base. Sur la figure 3.25, nous pouvons voir un étirement de la constellation avec une amplitude plus grande pour les niveaux de tensions élevés.

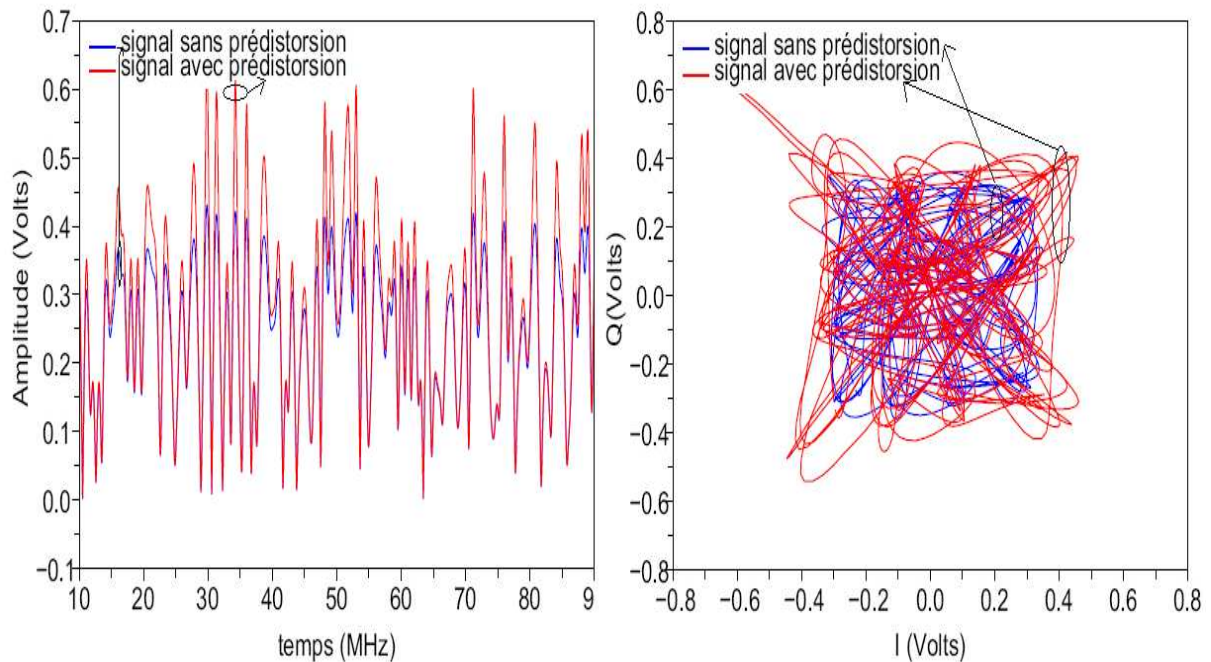


FIG. 3.25 – Application de la prédistorsion aux signaux en bande de base

Ce phénomène est aussi observable sur la courbe de conversions AM/AM (fig.3.26). Pour assurer la convergence des calculs de pré-distorsion, il est nécessaire de limiter la dynamique du signal à prédistordre à l'excursion maximale  $X_1$ . Un algorithme spécifique a été développé à cet effet [11].

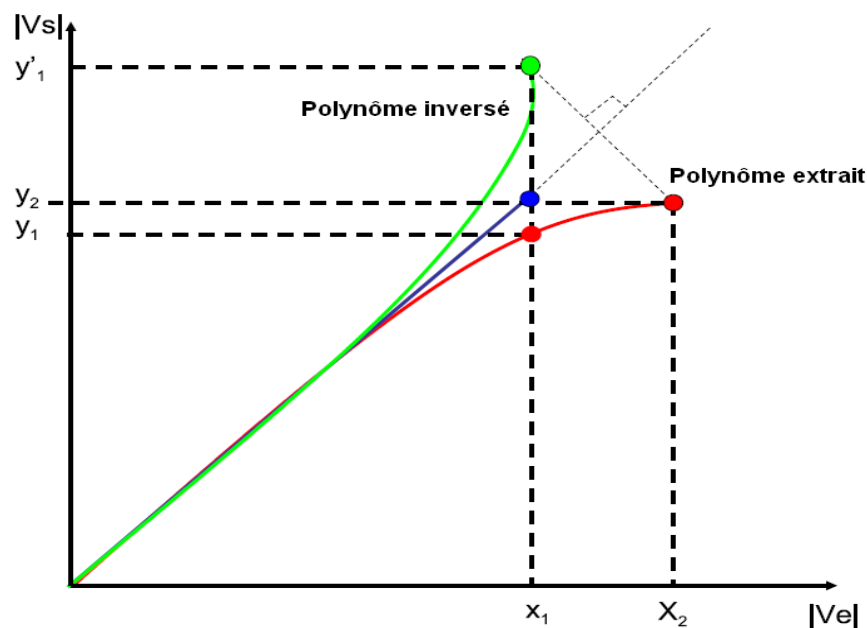


FIG. 3.26 – Influence de la predistorsion sur la courbe de conversions AM/AM

Nous venons de voir les différentes étapes nécessaires à la mise en place d'une prédistorsion numérique en bande de base. Nous avons aussi vu les limites de cette technique. Pour assurer une bonne efficacité sur une dynamique de puissance élevée, nous pensons qu'une utilisation de cette technique de linéarisation sur un amplificateur à polarisation variable est envisageable.

• Complémentarité entre la commande dynamique de polarisation et la predistorsion numérique :

Nous présentons les spectres de sortie (fig.3.27) de l'amplificateur lorsque celui ci est soumis à un signal 16QAM filtré. La figure 3.27 présente la sortie de l'amplificateur RF sans système de commande ( $V_{DS} = 24V$  et  $V_{GS} = 5V$ ) et avec la commande associée à une pré-distorsion numérique de la chaîne globale. Cette dernière est réalisée sur le système au complet lorsque l'amplificateur fonctionne avec la commande dynamique de polarisation. Nous pouvons voir l'efficacité d'une prédistorsion numérique de la chaîne globale (amplificateur et système de commande) sur le spectre de sortie.

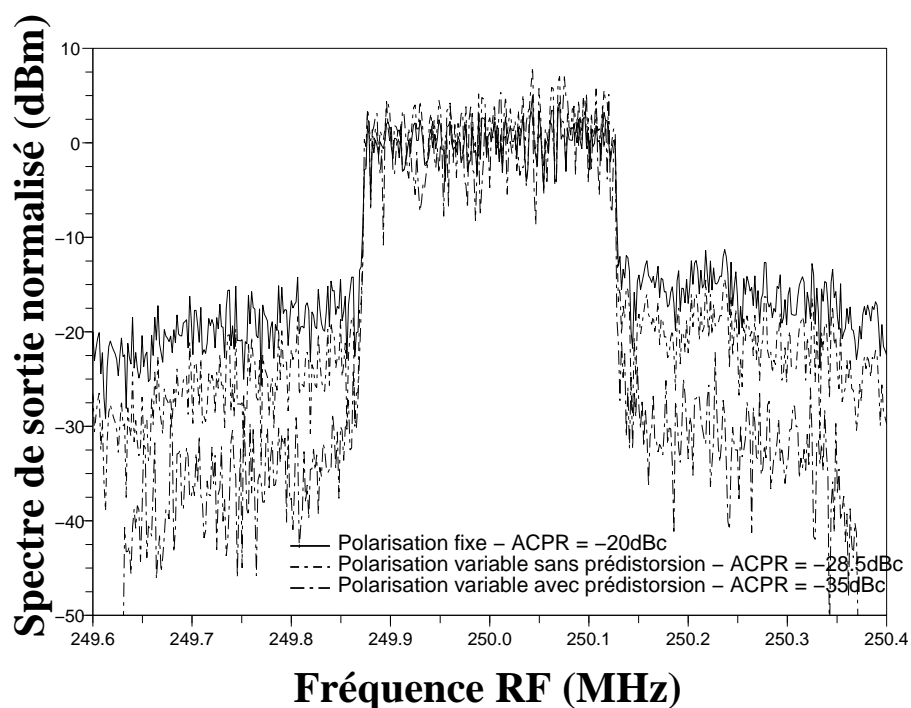


FIG. 3.27 – Comparaison des spectres de sortie de l’amplificateur sans commande et le système complet associé à une prédistorsion (Polarisation fixe : PAE = 39.9%,  $P_{SORTIE}$  = 47dBm, EVM = 11.3% & Système de commande : PAE = 48%,  $P_{SORTIE}$  = 47.1dBm, EVM = 2.8% & Système complet : PAE = 47%,  $P_{SORTIE}$  = 46.8dBm, EVM = 0.9%)

#### 3.5.1.4 Limitation en débit du système

Cette première phase a permis de mettre en évidence les limites du système en terme de bande passante, le fonctionnement s’est avéré dégradé pour des débits supérieurs. En effet, le débit maximum utilisé était de 10kBauds. Nous avons mis en évidence l’origine du problème et nous avons constaté expérimentalement que la contre-réaction drain-grille introduit des perturbations sur l’accès grille du transistor (fig.3.28) : cette action sur la grille ayant un effet contraire à celui souhaité. En effet, comme le montre la figure 3.28, lorsque le débit est de 100kBauds/seconde, la tension de grille varie de façon similaire à la commande de drain. Les variations engendrés dégradent le fonctionnement optimal de la commande.

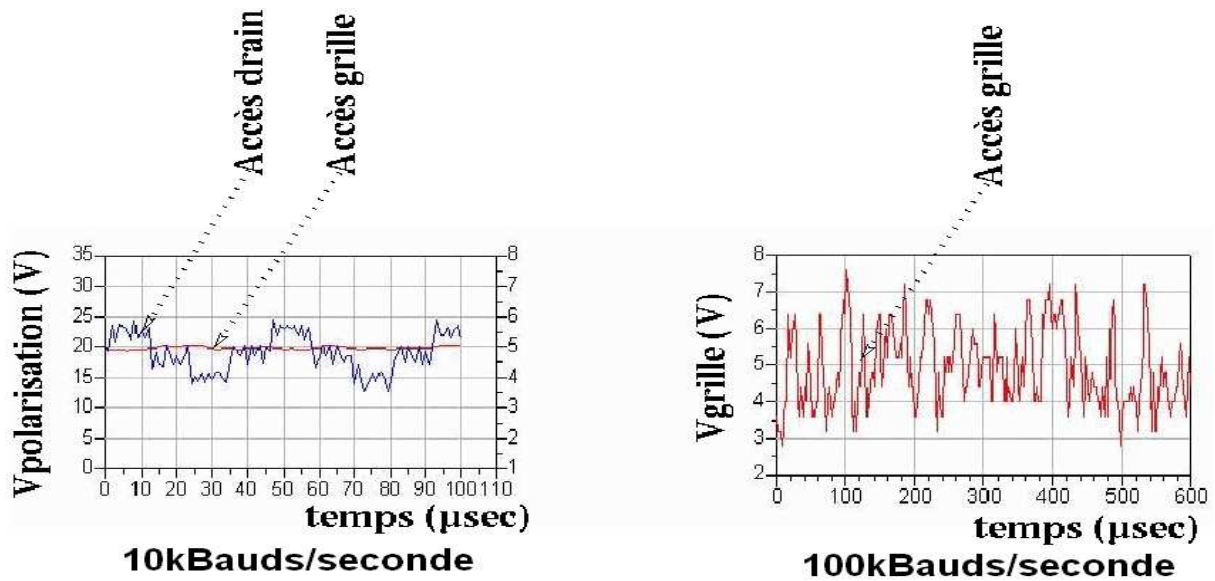


FIG. 3.28 – Influence de la contre-réaction

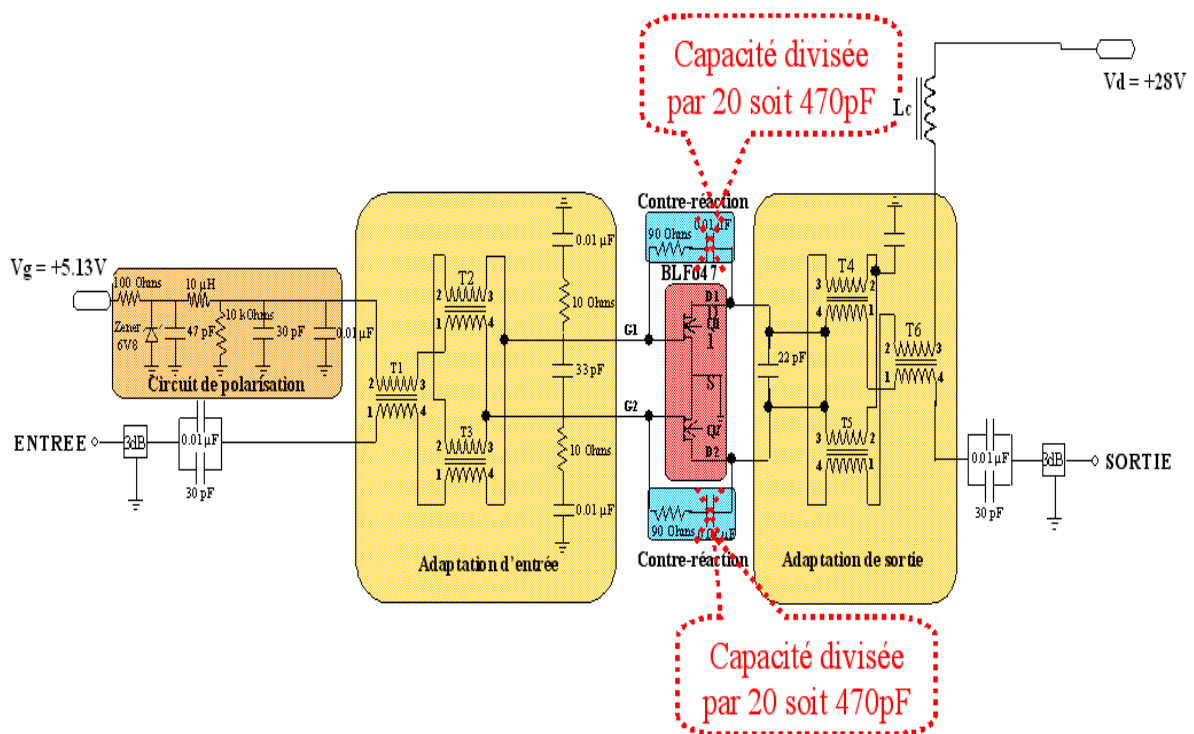


FIG. 3.29 – Réduction de la valeur de la capacité de contre-réaction

La solution a consisté à augmenter la fréquence de coupure du circuit R-C de contre réaction en intervenant sur la capacité. Nous avons réduit la valeur de cette capacité à 470pF. (fig.3.29). Dans cette nouvelle configuration, nous obtenons les résultats décrits dans la partie suivante.



## 3.5.2 Performances du système de commande dans la bande de fréquence RF

A partir des lois de commande déterminées grâce aux mesures CW, la campagne de mesures du dispositif en présence de modulations complexes a été mise en place. Le banc Télécoms utilisé est le même que celui de la figure 3.17. Grâce à ce banc et aux interfaces de contrôle développées dans le laboratoire, les mesures des performances du système complet ont été réalisées. Les modulations 16QAM et OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) ont été utilisées.

### 3.5.2.1 Modulation 16QAM

Pour chacune des six fréquences choisies dans la bande 50MHz-500MHz, des mesures des constellations et des spectres d'entrée/sortie ont été réalisées grâce à l'analyseur de réseau Rhode & Schwartz, FSQ8.

Nous débuterons cette partie par le tracé des constellations de sortie de la modulation 16QAM obtenues pour les différentes fréquences RF choisies dans la bande. Les conditions de mesure sont les suivantes :

- Format de modulation = 16QAM non filtrée et filtrée
- Fréquences RF = 50MHz, 150MHz, 250MHz, 350MHz, 450MHz ou 500MHz
- Débit symbole = 250kBauds (1Mbits/sec)
- Puissance maximum = 34.5dBm
- Puissance moyenne = 32dBm
- Puissance minimum = 25.8dBm
- Nombre de symboles = 125

Les figures 3.30 & 3.31 montrent les résultats obtenus avec le système de commande pour chacune des fréquences choisies dans la bande. Nous constatons sur ce graphique que le système de commande est efficace dans toute la bande de fréquence. En effet, les distances inter-symboles sont bien respectées avec le maximum de rendement pour une puissance moyenne de sortie très élevée ( $P_{S_{moy}} = 47\text{dBm}$ ).

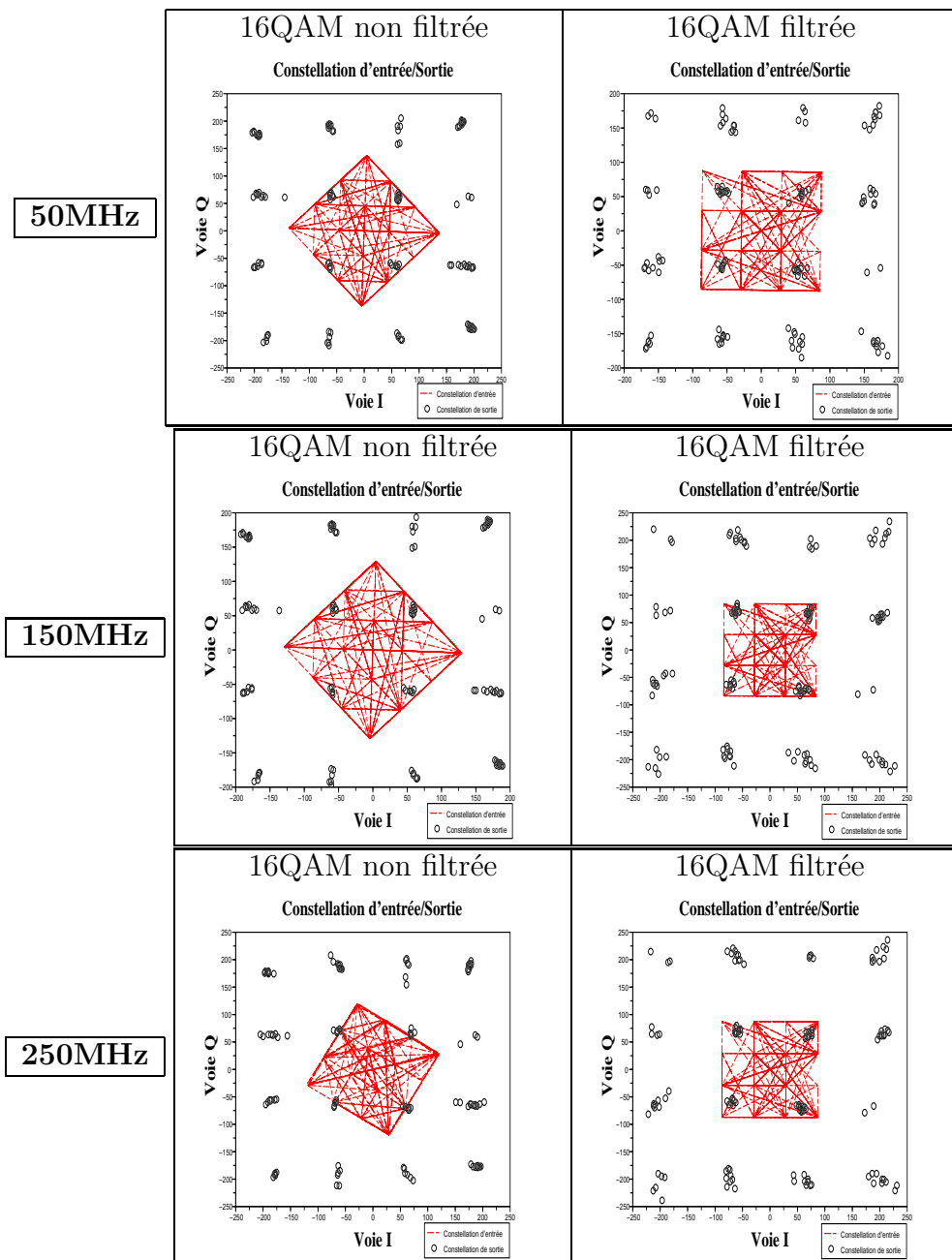


FIG. 3.30 – Performances de l'amplificateur soumis à un signal 16QAM de puissance moyenne 32dBm

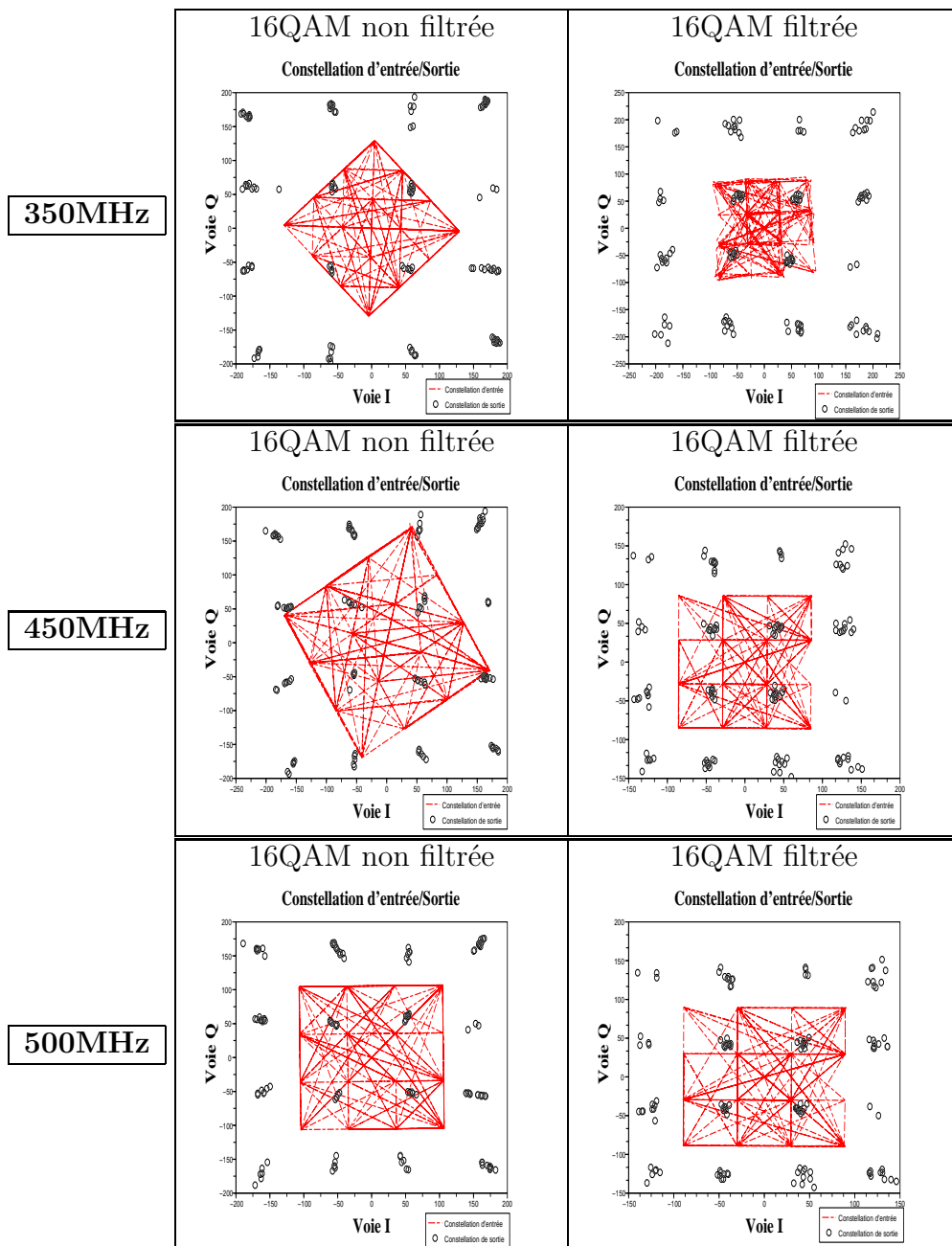


FIG. 3.31 – Performances de l'amplificateur soumis à un signal 16QAM de puissance moyenne 32dBm

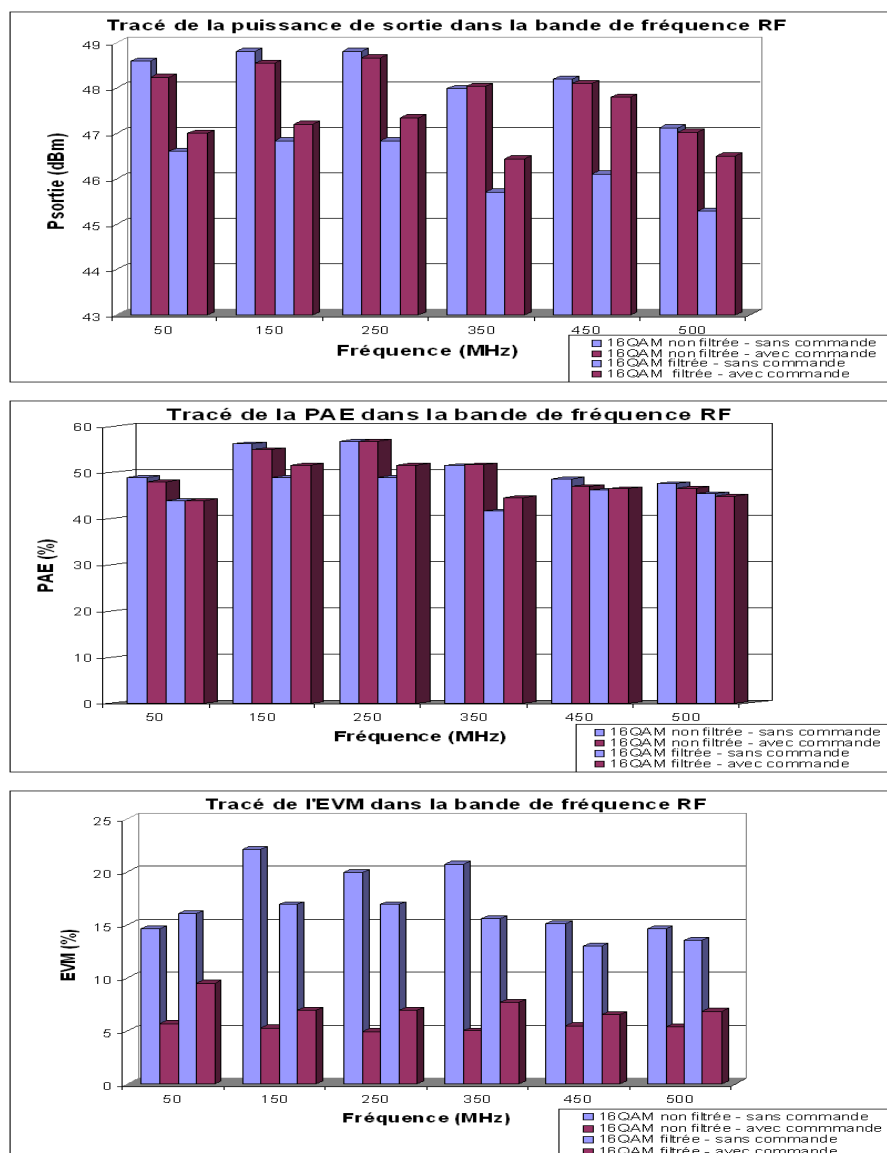


FIG. 3.32 – Relevé des performances de l’amplificateur RF sans commande de polarisation ( $V_{DS0} = 24V$  &  $V_{GS0} = 5V$ ) et avec le système complet de polarisation

Pour compléter ces informations, trois graphiques (figure 3.32) résument les performances mesurées dans la bande. Dans toute la bande de fonctionnement, le système de commande permet de maintenir une linéarité correcte ( $EVM \leq 7\%$ ) avec un rendement ( $PAE \geq 49\%$ ) parfois supérieur à celui obtenu à polarisation fixe.

Pour un débit de 1Mbits/sec (soit un débit symbole de 250kBauds), le système de commande combiné avec les circuits de polarisation de l’amplificateur sont à leur limite de fonctionnement (fig.3.33 & 3.34). Sur la figure 3.33, les trois niveaux de commande (tension de drain et courant de drain) sont bien identifiables pour un débit de 10kBauds soit 40kBits/sec. Lorsque le débit augmente, des overshoots (provoqués par les éléments selfiques du circuit d’adaptation de l’amplificateur) sur la tension de drain apparaissent

(fig.3.34), le courant de drain est bien régulier.

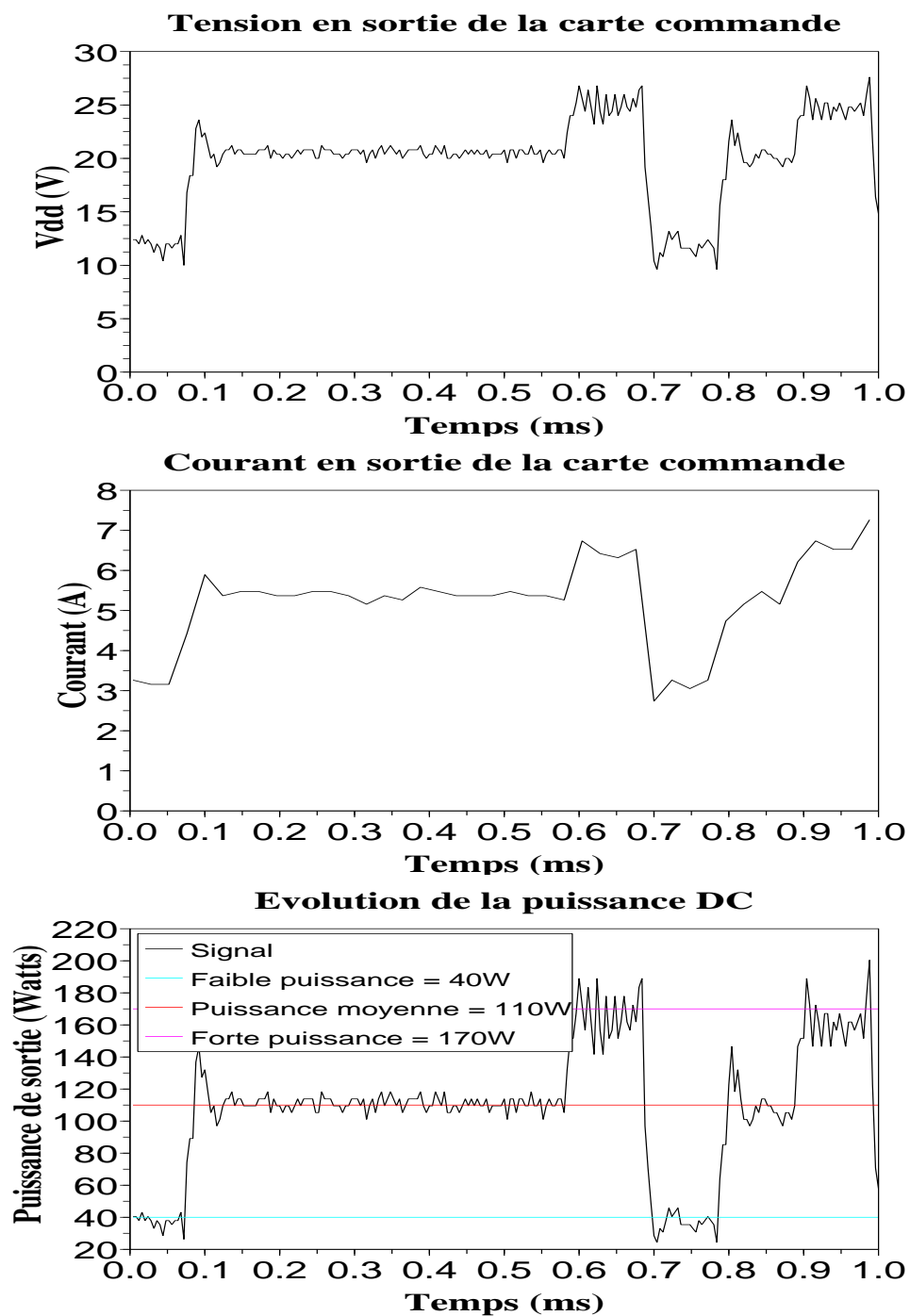


FIG. 3.33 – Relevé des performances DC en sortie de la carte commande pour un débit de 10kbauds

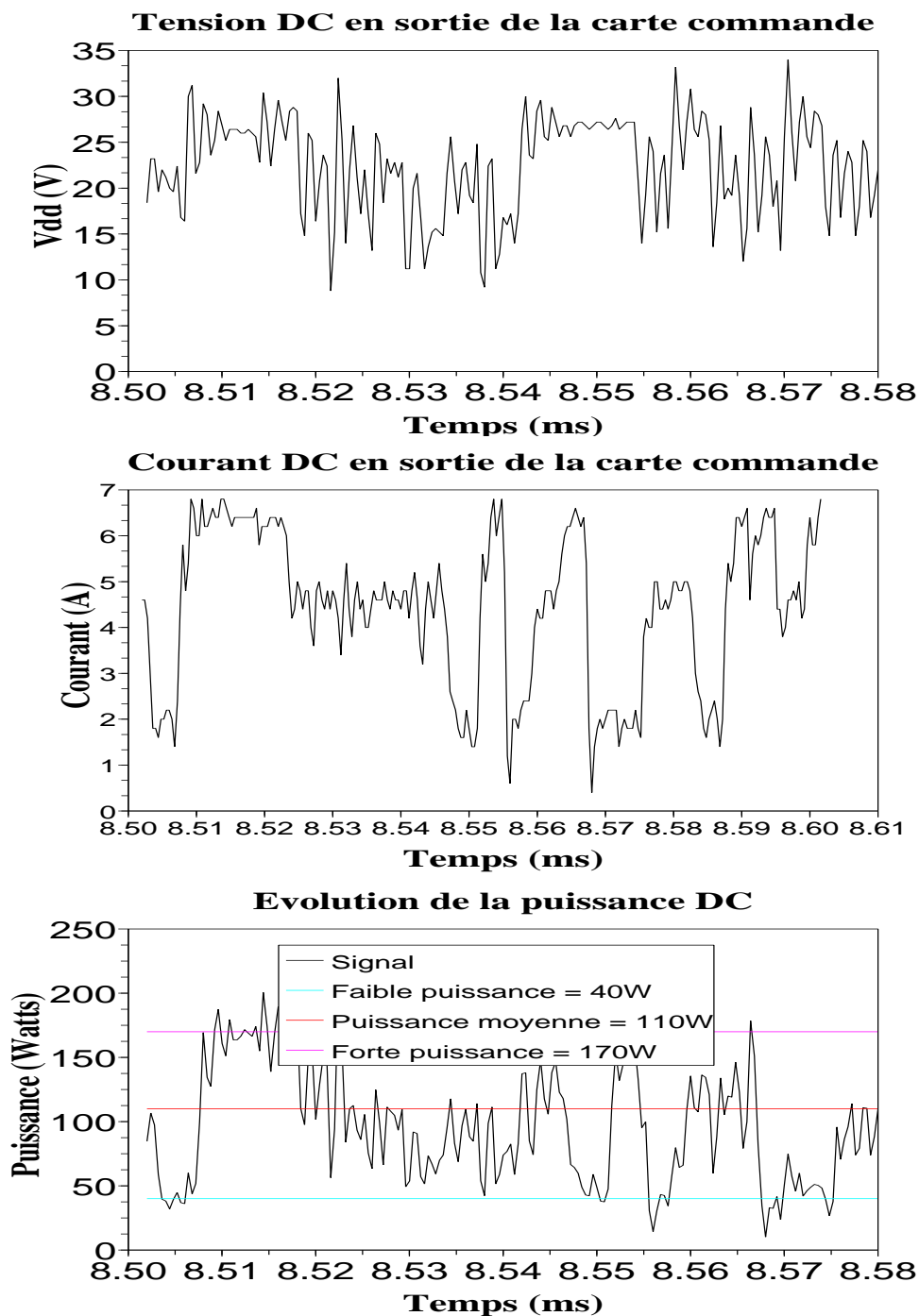


FIG. 3.34 – Relevé des performances DC en sortie de la carte commande pour un débit de 250kBauds

Pour observer l'influence de cette limitation sur les performances, nous avons relevé l'évolution du PAE (consommation des circuits de commande incluse) et de l'EVM dans la bande en fonction du débit de modulation ( $D = 10\text{kBauds}$ ,  $100\text{kBauds}$  et  $250\text{kBauds}$ ). Sur la figure 3.35, la différence entre le rendement obtenu à  $10\text{kBauds}$  et à  $250\text{kBauds}$  peut être supérieure de 10 points. De la même manière, les limitations de la carte commande et des circuits de contre-réaction sont visibles sur les tracés d'EVM.

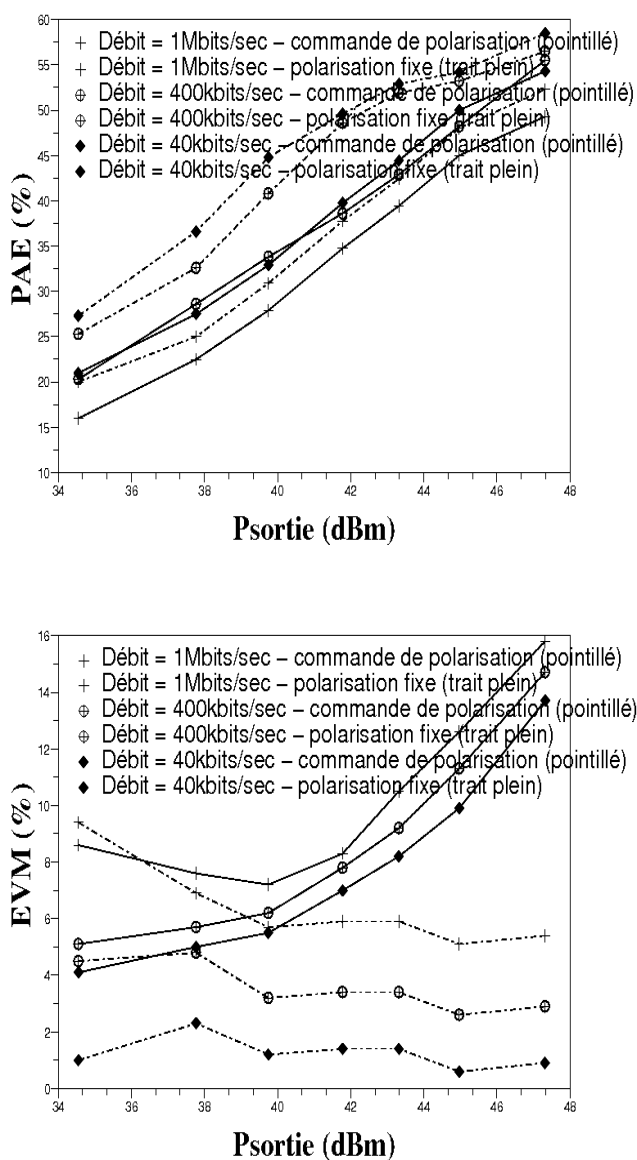


FIG. 3.35 – PAE et EVM de l’amplificateur 100W dans la bande RF de fonctionnement en fonction du débit de modulation

Pour compléter ces résultats, nous allons présenter les performances obtenues en présence d’un signal OFDM.

### 3.5.2.2 Application à un signal OFDM

Les signaux OFDM sont de plus en plus utilisés pour leur robustesse, leur faible sensibilité aux multi-trajets lors de communications en espace libre, par exemple. Cette modulation est aussi intégrée dans les protocoles de communications militaires. En contrepartie, ces signaux présentent de forts ratios "peak to average" (PAPR) plus contraignants encore pour l'amplification de puissance que des modulations 16QAM.

Le signal OFDM utilisé possède les caractéristiques suivantes :

- Nombre de porteuses = 100
- Débit par porteuse = 25kB
- Bande utile = 250kHz
- PAPR = 10.54dB

Pour résumer cette campagne de mesure, nous présentons trois graphiques. La première figure 3.36 présente l'évolution du rendement en puissance ajoutée dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur. Le système de commande permet d'améliorer sa valeur de plus de 3 points dans la bande par rapport à un fonctionnement en classe B classique ( $V_{DS0} = 28V$  &  $I_{DS0} = 150mA$ ). Pour les conditions de polarisation fixe en classe B, nous pouvons voir sur la figure 3.37 que l'ACPR minimum n'excède pas -20dBc. (L'ACPR est calculé en intégrant le signal sur une bande de 300kHz avec un offset de 300kHz). Par contre, avec le système de commande, la linéarité de l'amplificateur est sensiblement améliorée ( $ACPR \leq -25dBc$ ). De la même manière que pour le signal 16QAM, le système de commande permet d'améliorer conjointement la linéarité et le rendement de l'amplificateur. Une diminution de la puissance consommée a un impact direct sur la durée de vie des différents éléments des cellules amplificatrices.



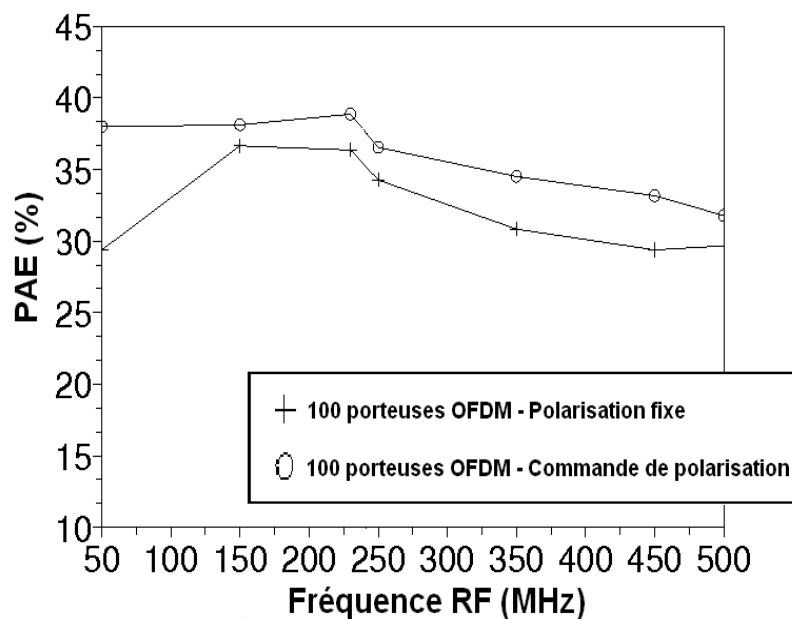


FIG. 3.36 – Évolution du PAE dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur

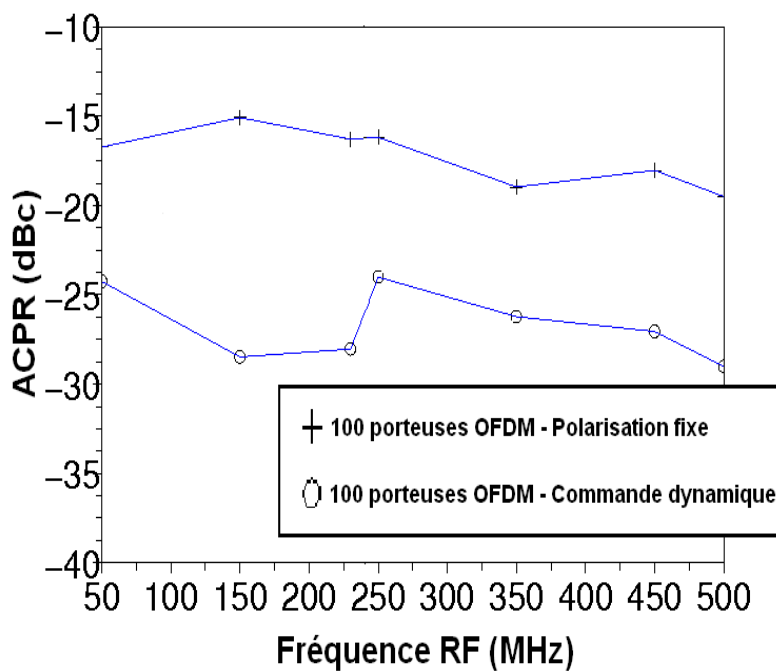
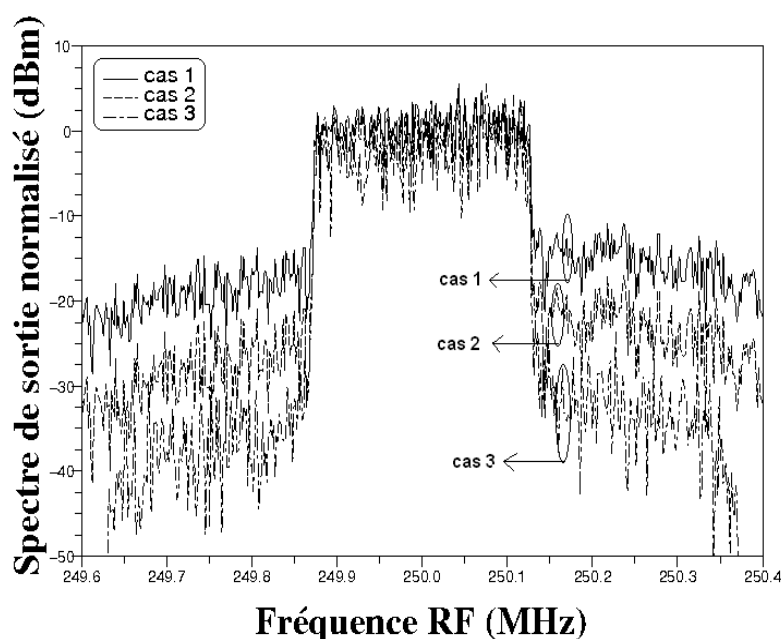


FIG. 3.37 – Évolution de l'ACPR dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur



Type de polarisation	Fixe $V_{DD} = 24V$ $V_G = 5V$	Fixe $V_{DD} = 24V$ $V_G = 5V$	Commande dynamique $V_{DD} : 12-27V$	
<b>back-off d'entrée (dB)</b>	0	8	0	0
<b>Puissance moyenne de sortie (dBm)</b>	44	36	45	44
<b>PAE (%)</b>	33	10	38	37
<b>ACPR (dBc)</b>	-17	-25	-27	-32
<b>Prédistorsion numérique</b>	Non	Non	Non	Oui

FIG. 3.38 – Tracé des spectres en sortie de l'amplificateur pour une fréquence RF de 250MHz

Nous avons tracé sur la figure 3.38 le spectre en sortie de l'amplificateur dans trois cas :

- 1 - l'amplificateur en classe B ( $V_{DS0} = 28V$  &  $I_{DS0} = 150mA$ )
- 2 - avec le système de commande
- 3 - avec le système de commande associé à une prédistorsion numérique

Une nouvelle fois, l'association d'une commande de polarisation avec une prédistorsion numérique en bande de base améliore considérablement les performances de l'amplificateur.

Grâce à cette campagne de mesure, nous venons de mettre en avant les avantages et les limitations d'une commande de polarisation appliquée à un amplificateur large bande 100W.

### 3.5.2.3 Thermique et fiabilité

Une étude complémentaire sur les effets thermiques et la fiabilité des composants d'une commande dynamique de polarisation a été menée en collaboration avec Thalès. La figure 3.39 montre l'évolution de la température du boîtier du composant BLF647 (*deux transistors montés en "push-pull"*). Au bout d'un temps de 300 secondes après la mise sous tension (DC+RF), les composants actifs ont une température moyenne de fonctionnement plus faible de 9°C lorsque la commande de polarisation est utilisée.

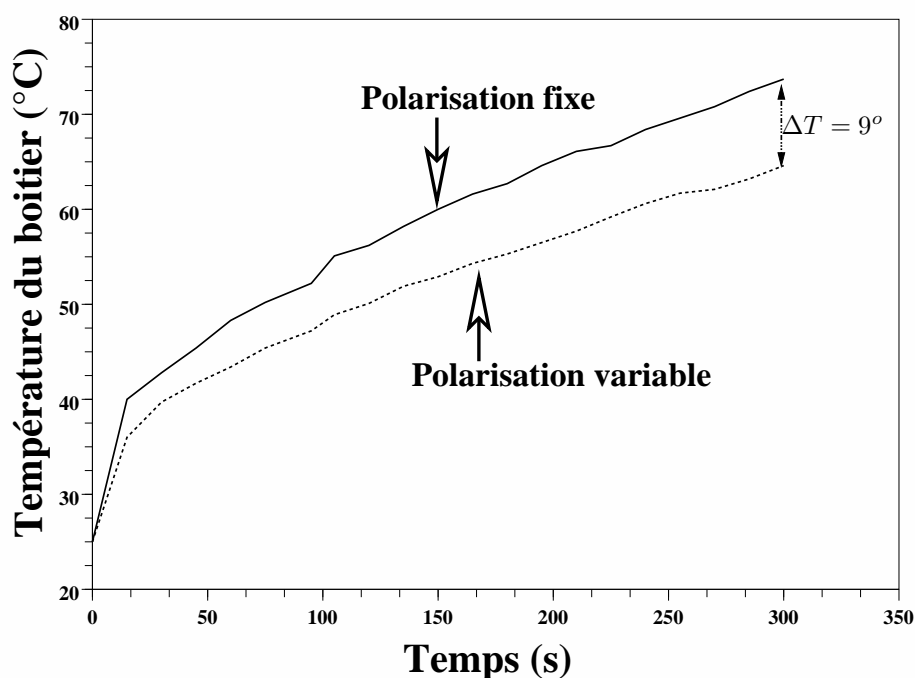


FIG. 3.39 – Évolution de la température du boîtier des transistors montés en "push-pull" (BLF647) en fonction du temps avec et sans commande de polarisation

Selon une note technique de Philips [12], une réduction de 10°C de la température du capot double la durée de vie des transistors LDMOS de puissance. Tout l'intérêt d'une commande dynamique de polarisation est de diminuer cette température et de contribuer ainsi à améliorer la fiabilité du système.

## 3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, l'efficacité d'une commande de polarisation sur un amplificateur 100 Watts large bande a été démontrée expérimentalement. Des mesures dans la bande de fréquence RF ont démontré le caractère large bande de la commande pour des modulations complexes avec de forts facteurs crêtes.

Ces mesures ont mis en évidence les points sensibles (contre-réaction, bande passante des circuits de polarisation, fréquence maximale du signal) à prendre en compte dès la conception du système (ampli+commande). Dans un premier temps, l'intégration du système de commande sur le même circuit est nécessaire pour limiter les retards trop importants, les pertes et les parasites. La mise au point de la carte de commande est aussi un point sensible. Notamment, la synthèse du filtre de sortie doit retenir toute l'attention, le choix des éléments inductifs est primordial.

Un premier prototype a été développé par la société Thales Communications pour valider la méthode, des études amonts sont aussi mises en place en vue d'une intégration dans de futurs produits.

Il est difficile de commuter de fortes puissances rapidement avec de forts rendements (*les pertes augmentant comme le carré de la fréquence*). L'expérience acquise au cours de la mise au point du système nous permet de fixer les limites ce type de convertisseur à des applications ayant une bande passante comprise entre 5MHz et 10MHz.

Pour obtenir des résultats intéressants pour des bandes passantes plus élevées, il est nécessaire de travailler sur des dispositifs de commutation d'alimentation.

### 3.7 Bibliographie

- [1] F. Al-Raie and M. Ali, “A systematic technique for designing wideband rf power amplifiers,” in *RF and Microwave Conference, 2006. RFM 2006. International*, 12-14 Sept. 2006, pp. 39–43.
- [2] H. T. Jeong, H. S. Lee, S. W. Kim, and I. S. Chang, “Design of push-pull amplifier using slot line balun with dielectric resonator,” in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 2023–2026 Vol.3.
- [3] W. Roberts, “A new wide-band balun,” *Proceedings of the IRE*, vol. 45, no. 12, pp. 1628–1631, Dec. 1957.
- [4] G. Laughlin, “A new impedance-matched wide-band balun and magic tee,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 135–141, Mar 1976.
- [5] S.-S. Kim, J.-H. Lee, and K.-W. Yeom, “A novel planar dual balun for doubly balanced star mixer,” *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Guided Wave Letters]*, vol. 14, no. 9, pp. 440–442, Sept. 2004.
- [6] C. Icheln, J. Krogerus, and P. Vainikainen, “Use of balun chokes in small-antenna radiation measurements,” *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 498–506, April 2004.
- [7] D.-C. Niu, C.-Y. Chang, C.-L. Tseng, and C.-S. Wu, “Balun transformer in vhf and uhf band,” in *Microwave Conference, 2001. APMC 2001. 2001 Asia-Pacific*, 3-6 Dec. 2001, pp. 554–557 vol.2.
- [8] J.-G. Choi, S.-H. Yi, and K.-H. Kim, “Development of a novel tapered balun for the uwb uhf coupler,” in *Power Modulator Symposium, 2004 and 2004 High-Voltage Workshop. Conference Record of the Twenty-Sixth International*, 23-26 May 2004, pp. 493–496.
- [9] K. S. Ang and I. Robertson, “Analysis and design of impedance-transforming planar marchand baluns,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 2, pp. 402–406, Feb. 2001.
- [10] Y. Guo, Z. Zhang, and L. Ong, “Ltc full-matching marchand balun,” in *Microwave Conference, 2006. 36th European*, Sept. 2006, pp. 76–78.
- [11] G. N. Nkondem, J. Santiago, G. Neveux, D. Barataud, J. Collantes, J. Portilla, J. Nebus, and A. Mallet, “Characterization of galileo signal correlation losses caused by non linear power amplification with memory,” in *IEEE Microwave Theory and Techniques*, 2008.
- [12] *Datasheet BLF369 - <http://home.karneval.cz/ok2kkw/blf369.pdf>*.

# Chapitre 4 :

## Développement d'un amplificateur bande X en technologie GaN

## 4.1 Introduction

Le second objectif de la thèse est la validation de la technique de commande de polarisation par commutation pour une application spatiale. Pour réaliser ce prototype, nous avons choisi de réaliser, et l'amplification, et le circuit de commutation en technologie GaN. Cette filière offre des perspectives intéressantes pour l'amplification de puissance hautes fréquences. Des densités de puissance de plus de 5W/mm ont pu être atteintes sur des amplificateurs en bande X.

Pour démontrer la faisabilité d'un système complet de commande de polarisation en technologie GaN, nous avons conçu un amplificateur bande X en prenant en compte les différentes observations faites lors de la mise au point du dispositif Mosfet large bande 100W. Notamment, un travail spécifique a été réalisé sur les circuits de polarisation pour satisfaire les contraintes de débits visés ( $\geq 50$ MBauds).

Ce chapitre se décompose en quatre parties. Dans un premier temps, une étude bibliographique des amplificateurs de puissance en bande X permet de connaître les travaux déjà réalisés en technologie GaN. Par la suite, nous présentons les composants actifs utilisés pour ces différentes conceptions. Nous poursuivrons par l'étude, la conception et la réalisation de l'amplificateur GaN bande X. Puis, les résultats de simulation système valideront le principe de commande par commutation. Enfin, nous décrirons les différentes mesures effectuées sur l'amplificateur avant de conclure sur ce travail.

## 4.2 Etat de l'art de la filière GaN pour l'amplification en bande X

Concernant la technologie GaN, des articles récents proposent des démonstrations d'amplification de puissance à hautes fréquences et particulièrement en bande X, fréquence à laquelle nous avons réalisé notre amplificateur.

Tout d'abord, nous allons évoquer la référence [1] comparant les performances entre deux techniques d'épitaxie : l'épitaxie "ammonia-MBE (*Molecular Beam Epitaxy*)" & l'épitaxie "MOCVD (*Metal-Organic Chemical Vapor Deposition*)", utilisées sur un transistor HEMT AlGaIn/GaN. Cette comparaison a été réalisée pour des composants fonctionnant en bande X & Ka. Pour une tension de 20V, une densité de puissance de 3W/mm à 10GHz avec un PAE de 70% a validé les deux types de dépôts. A 30GHz, pour une tension de drain de 40V, le transistor a fonctionné avec une densité de puissance de 6.45W/mm et un PAE de 31%.

Un substrat en Nitrure de Gallium n'existe pas à l'heure actuelle, il est donc nécessaire

de choisir des substrats avec de bonnes performances thermiques et un réseau cristallin proche de celui du GaN. Plusieurs substrats sont utilisés avec plus ou moins de succès. le substrat SiC (*Carbure de Silicium*) apparaît aujourd'hui comme celui offrant les meilleures caractéristiques pour la conception de composants GaN. Ce dernier est celui utilisé pour la démonstration présentée référence [2]. Grâce au process utilisé pour la fabrication, une densité de puissance de 9.05W/mm avec une PAE de 36.4% a été obtenue en mode CW à une fréquence de 8GHz pour une tension de drain de 40V. En mode pulsé, les valeurs sont plus élevées (*densité = 11.2W/mm & PAE = 45.3%*) pour la même fréquence RF et une tension de drain identique.

La maturité de ces composants n'étant pas atteinte, de nombreuses études permettent de comprendre et d'apporter des solutions au fonctionnement de ces composants actifs. La référence [3] explique la relation existante entre les dispersions DC-RF et le courant de fuite au niveau de la grille en fonction de l'épaisseur de la couche de Nitrure de Gallium. D'après les résultats cités pour un transistor  $2 \times 75 \mu\text{m}$ , plus cette couche de GaN est importante (*jusqu'à 150nm*), meilleures sont les performances en puissance du transistor. La contre-partie est l'augmentation du courant de fuite de la grille. Un compromis semble donc nécessaire à trouver. Pour ces composants, des densités de puissance de 5.6W/mm ont été atteintes avec un PAE de 72% à une fréquence de 4GHz pour une tension de drain de 28V.

Les structures HEMT se sont également améliorées au fil des années pour augmenter les densités de courant et la fiabilité des transistors. Dans la publication [4], un transistor AlInGaN/InGaN/GaN à double hétérojonction a atteint une densité de puissance de plus de 3W/mm à 26GHz pour une tension de drain de 35V.

Le laboratoire XLIM (*dept. C<sup>2</sup>S<sup>2</sup>*) fait partie du programme Korrigan. Dans ce programme, plusieurs laboratoires de recherche et fondeurs européens se sont regroupés pour travailler sur la conception de composants actifs et de circuits en GaN. L'objectif de ce groupe de travail est de mettre en place une filière GaN européenne. Pour ces investigations, le laboratoire XLIM mesure et modélise des transistors de différents fondeurs : III-VLab, Qinetiq, Tiger. Dans le cadre de ces travaux, une publication en 2004 [5] relate les performances obtenues avec un transistor GaN HEMT. Une densité de puissance de 5.6W/mm a été atteinte sur un transistor de 1.2mm de développement avec un PAE de 40% et un gain de 6.5dB à une fréquence de 10GHz.

Ces composants GaN sont déjà intégrés dans la conception d'amplificateurs de puissance. Un amplificateur large bande (*0.1-4GHz*) a été conçu par Colantonio, Giannini, Giofre et Pizzon [6]. Cet amplificateur délivre une puissance supérieure à 32dBm dans la bande de fréquence en maintenant un rendement supérieur à 40% pour un fonctionnement en classe AB ( $V_{DS0} = 18V$  &  $I_{DS0} = 100mA$ ).

Un amplificateur de puissance 4-18GHz à partir d'une structure cascode [7] a été



développé avec des transistors  $8 \times 75 \mu\text{m}$  de développement de grille. Des mesures en puissance de cette cellule ont montré qu'elle fournit plus de 1W à 10GHz avec un gain en puissance de 15dB environ pour une tension de drain de 30V et de grille de -7V.

Pour résumer les points importants de la bibliographie précédente, nous avons répertorié dans le tableau 4.1 les différentes performances obtenues. Nous pouvons voir qu'en 2008, le laboratoire III-V Lab a obtenu un excellent résultat sur un MMIC (58.6W).

Des transistors GaN sont déjà commercialisées par Eudyna, Cree, RFHIC, Nitronex, RFMD et Toshiba pour des applications de stations de base essentiellement (*bande S*). Peu de composants sont disponibles sur le marché pour des bandes de fréquences plus élevées.

A l'heure actuelle, les différents composants GaN disponibles sur le commerce sont des transistors dédiés à l'amplification RF. Il n'existe pas, à notre connaissance, de composants dédiés à la commutation.

### 4.3 Étude, conception et réalisation de l'amplificateur GaN

Pour la conception de l'amplificateur en bande X, le cahier des charges est le suivant :

- Fréquence centrale : 8GHz
- Gain en puissance :  $\geq 10\text{dB}$
- Puissance de sortie : 10W
- Bande passante de l'amplificateur : 400MHz
- Bande passante des circuits de polarisation :  $\geq 50\text{MHz}$
- PAE : Maximum

Pour la réalisation, nous avons à notre disposition des transistors de taille  $16 \times 100 \mu\text{m}$  fournis par la laboratoire III-V Lab.

#### 4.3.1 Caractéristiques des transistors GaN utilisés

Les bancs de mesure et les outils de CAO développés dans l'équipe C<sup>2</sup>S<sup>2</sup> d'XLIM [18, 19, 20] permettent de réaliser des modèles de transistors. Le mode de caractérisation en impulsions permet de s'affranchir en grande partie des problèmes thermiques. Il met en évidence les phénomènes électriques dus aux pièges en comparant les caractéristiques I(V) pour différents points de polarisation. Il offre également la possibilité d'exploration des zones où le fonctionnement des composants actifs est critique et où la mesure peut s'avérer délicate : zone d'avalanche et zone de conduction de grille. L'utilité de ces outils est la délimitation fine du fonctionnement normal des transistors.

Réf	Fabricants des puces	Puissance de sortie (W)	PAE (%)	Gain (dB)	Mode CW/Pulsé	Tension de drain (V)	Fréquence (GHz)	Densité de puissance (W/mm)
[8]	Toshiba	50	35	6	cw	24	9.5	
[9]	<b>Toshiba</b>	81.3	34	9.5	cw	30	9.5	3.53
[10]	IAF	13.4	25	20	nc/10%	35	10	3.35
[11]	EADS	17	36.5	18.5	10 $\mu$ s/10%	30	9.5	4.25
[11]	EADS	23	29.2	8	50 $\mu$ s/10%	35	10	5.75
[12]	Triquint	25	21	15	50 $\mu$ s/10%	30	10	2.2
[13]	EADS	8	33.8	7	cw	30	10	5.00
[13]	EADS	5.24	36.7	7	cw	20	10	3.28
[14]	<b>Cree</b>	40.7	20	10.8	50 $\mu$ s/500 $\mu$ s	55	10	3.39
[15]		14.1	25	4.5	cw	25	8	3.53
[16]	FBH	7.8	44	7.7	cw	20	8	1.5
[16]	FBH	16.1	30	15.2	cw	28	8	3
<b>02/2008</b>	<b>III-V lab</b>	58.6	38.2	14.7	5 $\mu$ s/500 $\mu$ s	32	10	6.74
[1]		0.9	70	7	cw	20	10	3
[1]		0.96	31	7	cw	40	30	6.5
[2]		18.1	36.4	8	cw	40	8	
[2]		22.4	45.3	8	30 $\mu$ s/10%	40	8	
[4]		0.3	30	5	cw	35	26	
[17]	III-V Lab	1.6		13	cw	30	10	1.2

TAB. 4.1 – Comparaisons des performances des amplificateurs de puissance GaN bande X et au delà publiées

Dans les composants GaN, les phénomènes de pièges (cf chapitre II) sont répertoriés en deux catégories : les pièges de drain ("*Drain Lag*") et de grille ("*Gate Lag*") [21]. Sur la

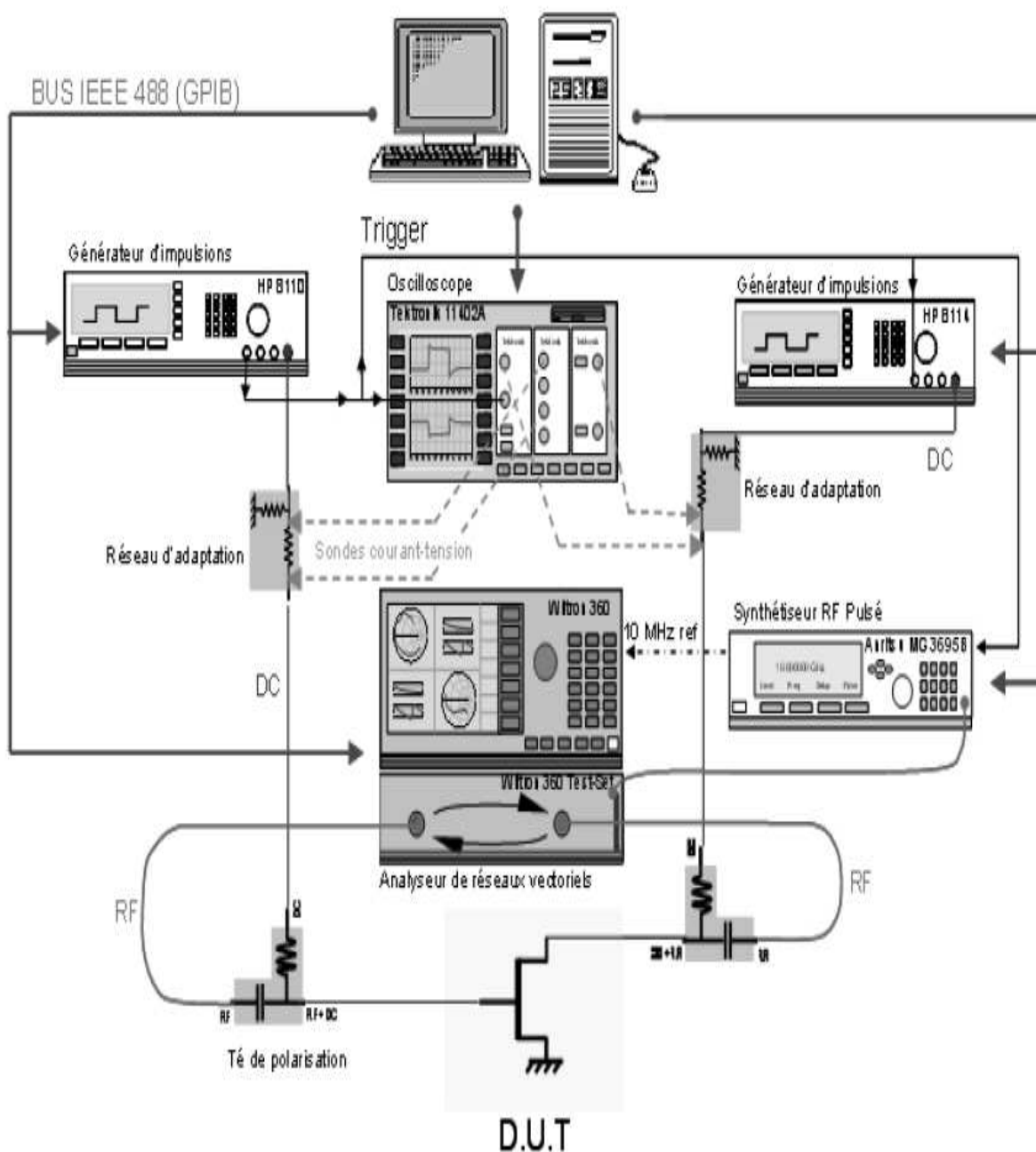


FIG. 4.1 – Banc de mesure IV pulsé d'XLIM site de Brive la Gaillarde (source : thèse n° 7-2008 de l'université de LIMOGES)

figure 4.7, une comparaison des réseaux IV pour deux points de polarisation froids ( $V_{GS0} = -9V$  &  $V_{GS0} = 0V$  et  $V_{GS0} = -9V$  &  $V_{GS0} = 22.92V$ ) montre l'influence des pièges de drain sur la caractéristique IV. Leur impact sur le courant maximum (une diminution de 0.2A) limitera l'excursion en puissance du transistor.

L'autre phénomène de pièges est provoqué par la présence de donneurs en surface (*présence accentuée par le gaz d'électrons dans les hétérojonctions, référence chap.2*

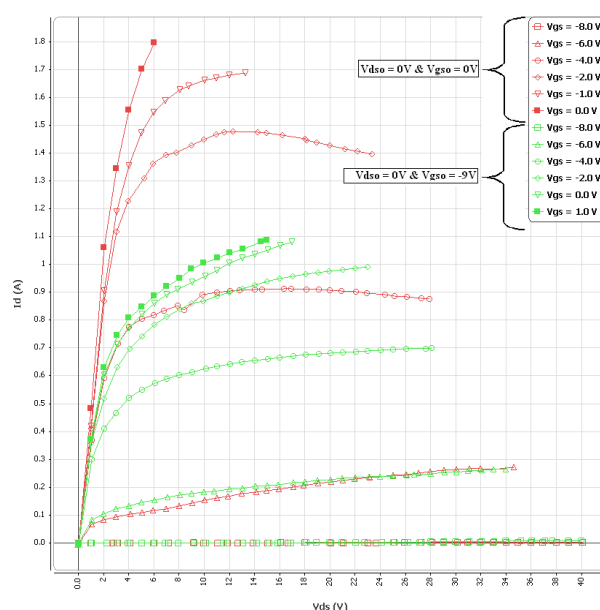


FIG. 4.2 – Influence des pièges de drain sur les performances DC des transistors GaN  $16 \times 100 \mu\text{m}$

*paragraphe 2.2.3.1*) susceptibles de capturer des électrons lorsque la tension de grille est négative. Une manière de quantifier cet effet est la comparaison des réseaux à froid pour une polarisation  $V_{GS0} = 0\text{V}$  &  $V_{DS0} = 0\text{V}$  et celui où la grille est pincée,  $V_{GS0} = -9\text{V}$  &  $V_{DS0} = 0\text{V}$ . La figure 4.3 montre que sur cet échantillon datant de 2003, les pièges de grille sont très présents en surface. Pour limiter ces perturbations, des couches de passivation peuvent être une solution. La passivation rejette les trous générés par le canal en profondeur diminuant l'effet de "Gate Lag", l'inconvénient majeur est la réduction des tensions de claquage.

Les constantes de temps ( $\tau_c$ ) de capture ( $\approx 1\mu\text{sec}$ ) et d'émission ( $\approx 1\text{ms}$ ) sont très différentes, et la capture d'un porteur libre par un piège est normalement bien plus rapide que l'émission.

Pour ces transistors, une modélisation de ces phénomènes est nécessaire pour reproduire leurs effets sur le fonctionnement électrique le plus fidèlement possible.

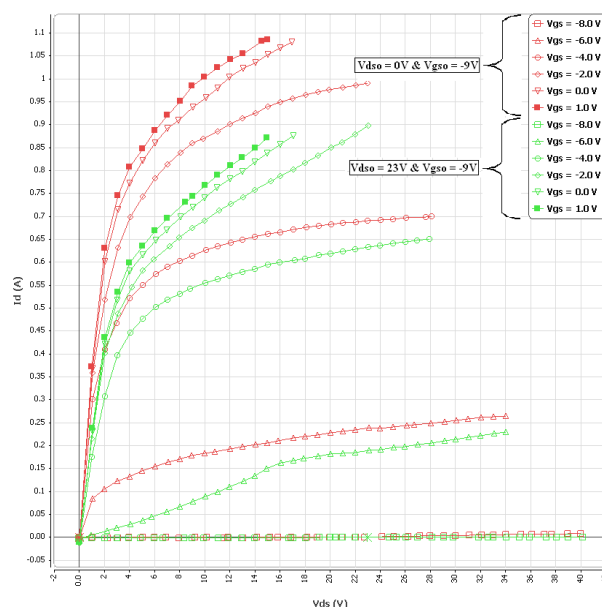


FIG. 4.3 – Influence des pièges de grille sur les performances DC des transistors GaN  $16 \times 100 \mu\text{m}$

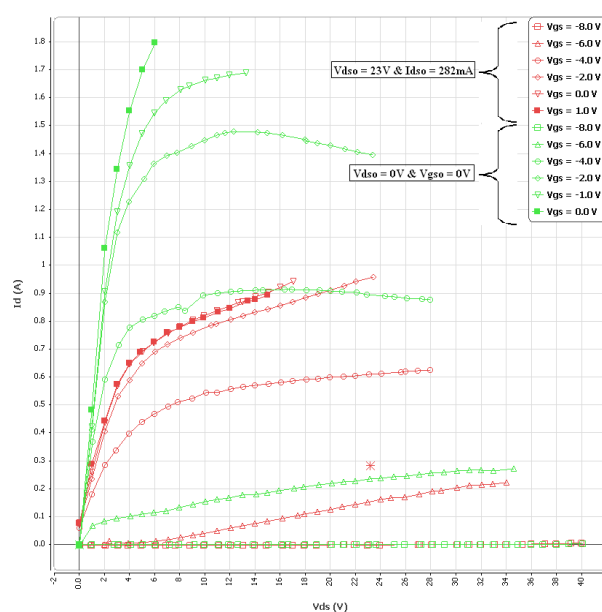


FIG. 4.4 – Influence de la thermique sur les performances DC des transistors GaN  $16 \times 100 \mu\text{m}$

Sur la figure 4.4, nous pouvons voir l'influence des effets thermiques sur les performances statiques. Étant donné les faibles surfaces des composants en comparaison des densités de puissance qu'ils dissipent, le phénomène de conduction thermique est prédominant. La conductivité thermique d'un matériau définit donc sa capacité à évacuer la chaleur. La résistance thermique, qui lui est inversement proportionnelle, permet d'associer la température d'un composant à la puissance qu'il dissipe :

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P_{DISS}} = \frac{(T_j - T_s)}{P_{DISS}} \quad (4.1)$$

où  $\Delta T$  représente la différence de températures entre la température de jonction  $T_j$  et de semelle  $T_s$  et  $P_{DISS}$  représente la puissance dissipée.

Typiquement, une constante de temps par couche de matériaux est identifiable. Globalement, sur une structure HEMT GaN, la constante de temps est de la centaine de  $\mu\text{sec}$ .

### 4.3.2 Modélisation des transistors GaN

Pour modéliser les transistors GaN, nous utilisons les outils logiciels d'extraction de modèle développés au sein du laboratoire XLIM département C<sup>2</sup>S<sup>2</sup>. Pour les transistors  $16 \times 100 \mu\text{m}$ , le modèle dit "modèle de Tajima modifié" a été utilisé comme topologie de départ (figure 4.5). Ce modèle est composé d'éléments extrinsèques ( $l_g, R_g, C_{pg}, R_s, L_s, R_d, L_d, C_{pd}$ ) indépendants du point de polarisation et d'éléments intrinsèques déterminés à partir d'une méthodologie spécifique [21]. Ils dépendent fortement des conditions de polarisation.

Les capacités ( $C_{GS}$  &  $C_{GD}$ ) non linéaires sont extraites le long du cycle de charge de l'application. La source de courant ( $I_D = g_m \times V_{GS}$ ) non linéaire est extraite à partir de la formule de Tajima modifiée (eq.4.3).

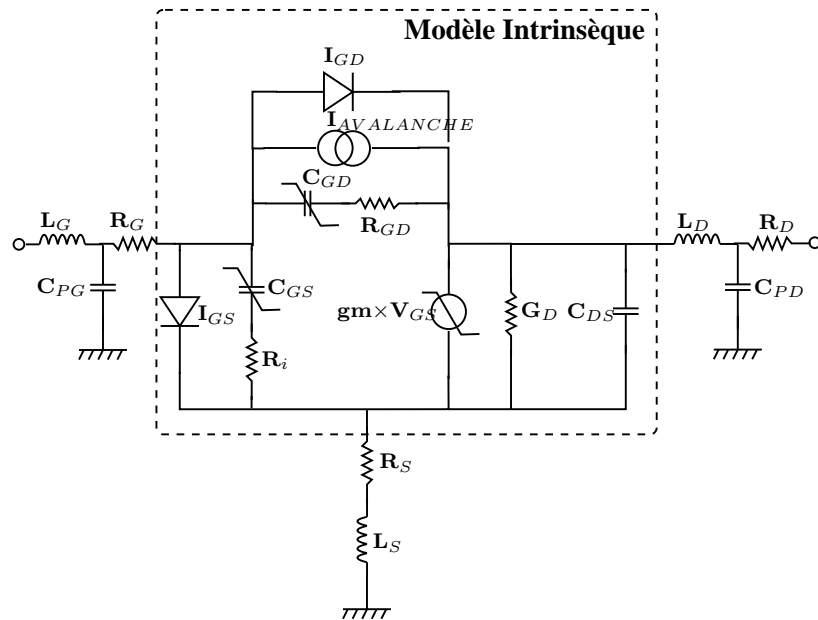


FIG. 4.5 – Topologie de modèle utilisée pour les transistors GaN

$$I_d = I_{dTAJIMA} \times \alpha_{GMGD} \quad (4.2)$$

$$I_{dTAJIMA} = \frac{I_{dss}}{1 - \left(\frac{1-e^{-m}}{m}\right)} \times \left[ V_{gsn} - \frac{1 - e^{-m}}{m} \right] \times \left[ 1 - e^{-V_{dsn} \times (1 - (a \times V_{dsn}) - (b \times V_{dsn}^2))} \right] \quad (4.3)$$

$$\alpha_{GMGD} = 1 + \beta_{gm} \times [V_{ds} + V_{dm}] \times [1 + \tanh(\alpha_{gm} \times (V_{gs} - V_{gm}))] \quad (4.4)$$

avec :

$$V_{gsn} = 1 + \frac{V_{gs}(t - \tau) - V_{\phi}}{V_p} \quad (4.5)$$

$$V_{dsn} = \frac{V_{ds}}{V_{dsp} \left( 1 + \left( \omega \times \frac{V_{gs}(t - \tau)}{V_p} \right) \right)} \quad (4.6)$$

$$V_p = V_{P0} + P \times V_{dsp} + V_{\phi} \quad (4.7)$$

L'avalanche ( $I_{AVALANCHE}$ ) est décrite par une fonction exponentielle bornée (*valeur maximum*) pour limiter les problèmes de convergence lors de la simulation.

A ce modèle non linéaire, la modélisation des pièges a été adjointe comme indiqué sur la figure 4.6. Ce modèle a été conçu à partir de mesures temporelles de la réponse des transistors à des échelons de tension de polarisation. Les deux constantes de temps liées à l'émission et à la capture des électrons sont modélisées à partir de circuits RC, l'orientation du courant est obtenue par un réseau de diodes. Une description très détaillée de ce modèle est proposée dans la référence [21].

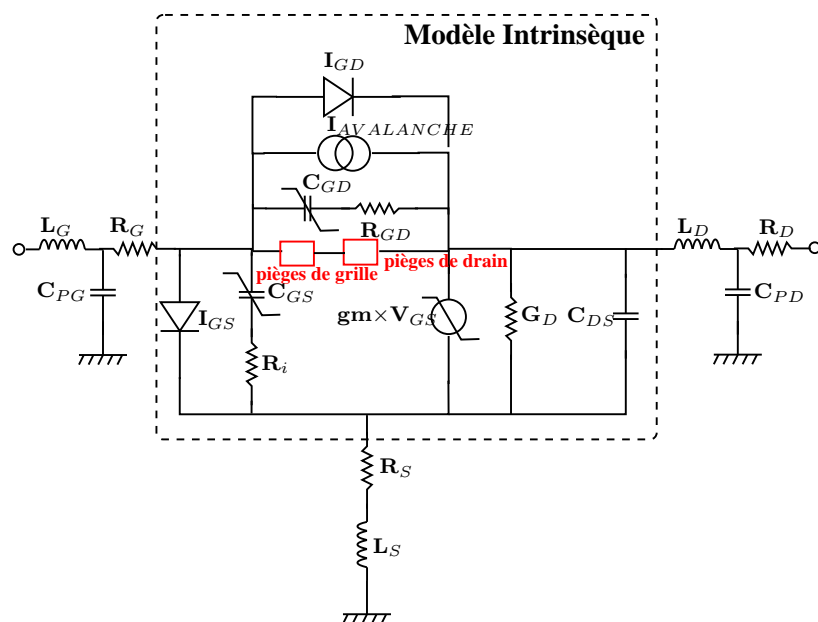


FIG. 4.6 – Modèle complet des transistors GaN

Les circuits représentant les effets de pièges fonctionnent comme des détecteurs d'enveloppe (fig.4.7). Le circuit modélisant les effets de pièges de drain (haut de la figure 4.7) possède deux entrées :  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$ . Sa sortie est la tension nommée  $V_{gsint}$ , et c'est elle qui commande la source de courant principale (ou tout d'abord le circuit de gate-lag s'il est implémenté en aval du circuit de drain-lag). Le circuit de "gate-lag" est défini exactement de la même façon que le circuit de drain-lag, en dehors du fait que la tension de commande du circuit RC n'est plus  $V_{ds}$  mais  $V_{gs}$  et que la résistance Remission est référencée au potentiel de  $V_{gs}$ . Ainsi, il n'y a plus qu'une entrée au circuit :  $V_{gs}$ , et une sortie :  $V_{gsint}$ .

Ce modèle a été validé par des mesures de paramètres S sur le banc décrit précédemment. La figure 4.8 présente la bonne concordance entre le modèle et la mesure pour notre application à 8GHz.



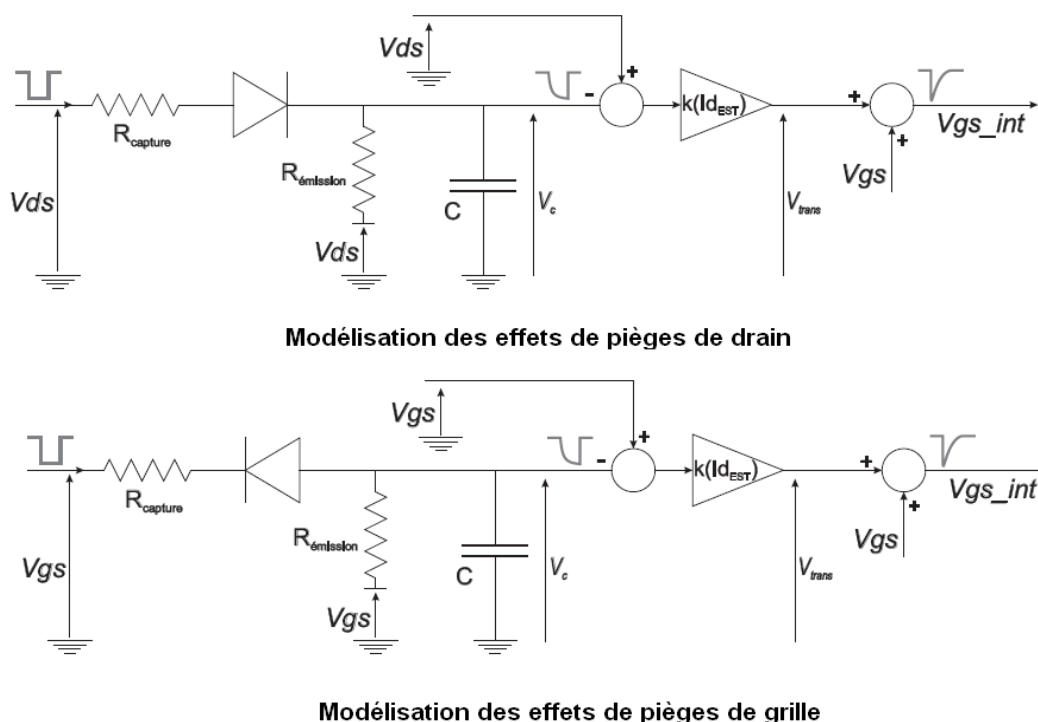


FIG. 4.7 – Circuits de pièges de drain et de grille

### 4.3.3 Performances en puissance

La densité de puissance maximale des transistors  $16 \times 100 \mu\text{m}$  utilisés est de l'ordre de 4-5W/mm en bande X. En complément à ces informations, nous avons réalisé une simulation Load-Pull d'un seul transistor (*avec ses fils de bondings et  $Z_{CHARGE} = (11 + j \times 5) \Omega$* ). Le transistor est capable de fournir une puissance de 6-7W avec un gain de 11dB environ et un PAE de plus de 50% (fig.4.9). Nous avons vérifié le bon fonctionnement en observant le cycle de charge intrinsèque du transistor représenté figure 4.10. Le cycle de charge (fig.4.10) présente une surface minimale, ce qui permet de minimiser la puissance réactive en sortie.

Ces simulations montrent que le transistor seul ne permet pas d'atteindre une puissance de sortie de 10W, une topologie à deux transistors a donc été choisie. La figure 4.11 présente la configuration avec deux transistors dans le prototype final. Le réglage des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie doit être très fin pour avoir une bonne recombinaison des puissances au niveau du combineur de sortie.

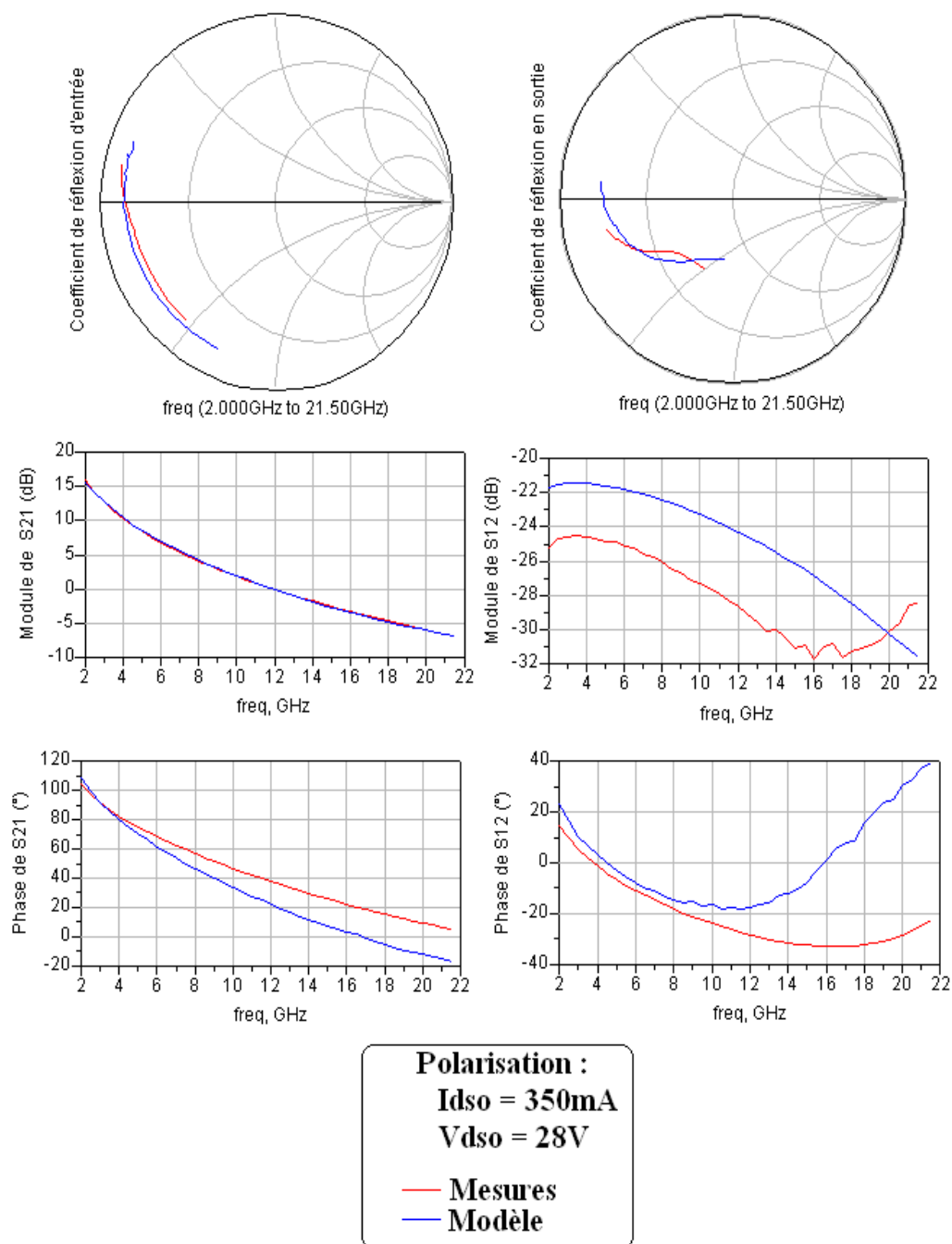


FIG. 4.8 – Comparaison modèle-mesure petit signal des transistors  $16 \times 100 \mu\text{m}$  pour un point de polarisation donné ( $V_{DS} = 28\text{V}$  &  $I_{DS} = 350\text{mA}$ )

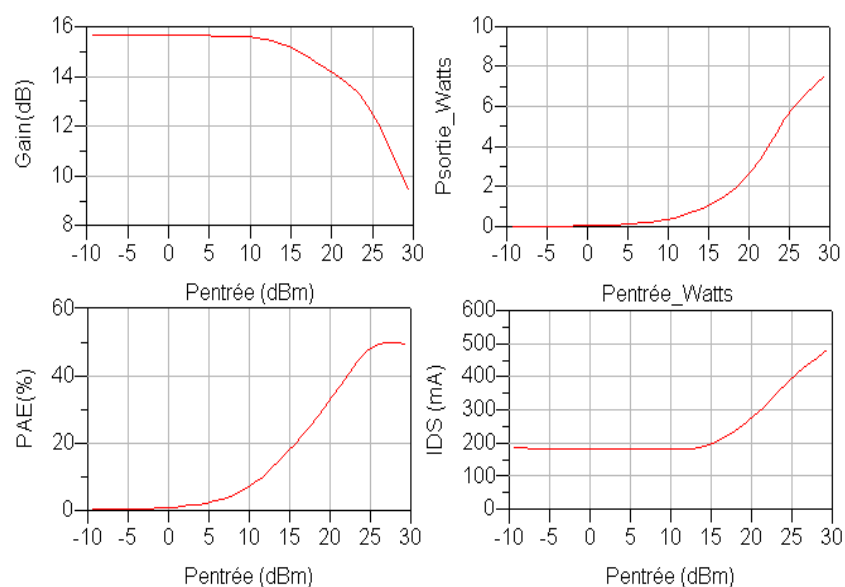


FIG. 4.9 – Simulation en puissance d'un transistor  $16 \times 100 \mu\text{m}$  pour le point de polarisation  $V_{DS0} = 28\text{V}$  &  $I_{DS0} = 350\text{mA}$  et une fréquence de 8GHz

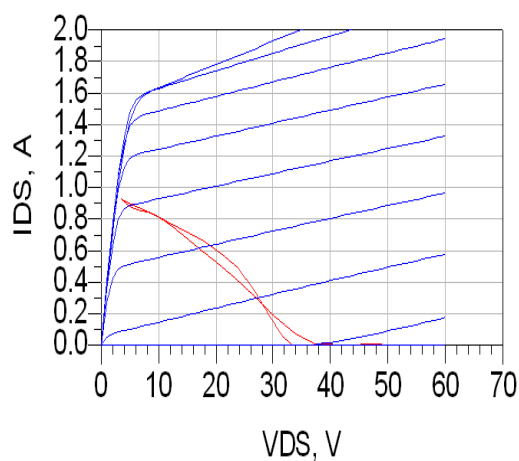


FIG. 4.10 – Cycle de charge pour  $P_S = 32\text{dBm}$  et  $Z_L = 11+j0$  à une fréquence de 8GHz

Dans un premier temps, le schéma électrique idéal présenté figure 4.11 a été introduit sous ADS. Des simulations en puissance montrent que les objectifs fixés par le cahier des charges peuvent être atteints avec cette topologie. Sur la figure 4.12, la puissance de sortie atteint 40dBm avec un gain de 10dB et un PAE de 32% environ à une fréquence de 8GHz.

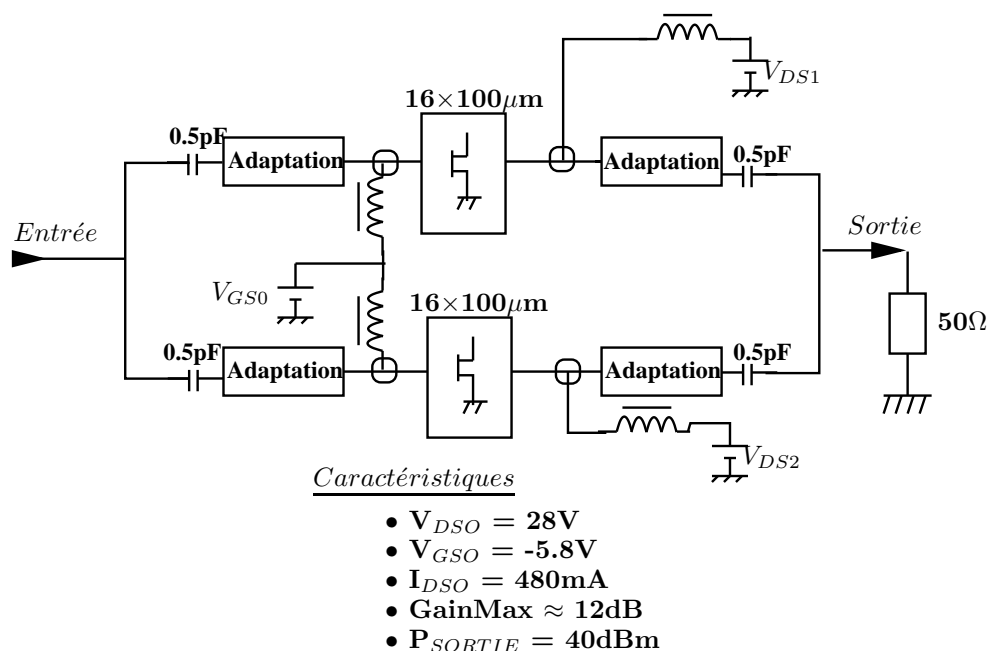


FIG. 4.11 – Synoptique amplificateur GaN bande X

Le point de polarisation des transistors est de 28V et 200mA.

Les simulations ont été effectuées dans la bande 7.9@8.5GHz (fig.4.13). Nous constatons une décroissance de la puissance de sortie à partir de 8.3GHz. Cela se traduit par une chute du rendement pour ce même point de fréquence. Le gain en puissance de l'amplificateur se maintient autour de 10dB. La bande passante de l'amplificateur est réduite à cause de la technique d'adaptation utilisée, néanmoins les résultats obtenus correspondent aux besoins de notre application.

Au cours de la conception de l'amplificateur, une étape importante et indispensable est l'étude de stabilité du système complet en tenant compte de la bande passante des circuits de polarisation.

**Performances en puissance :**

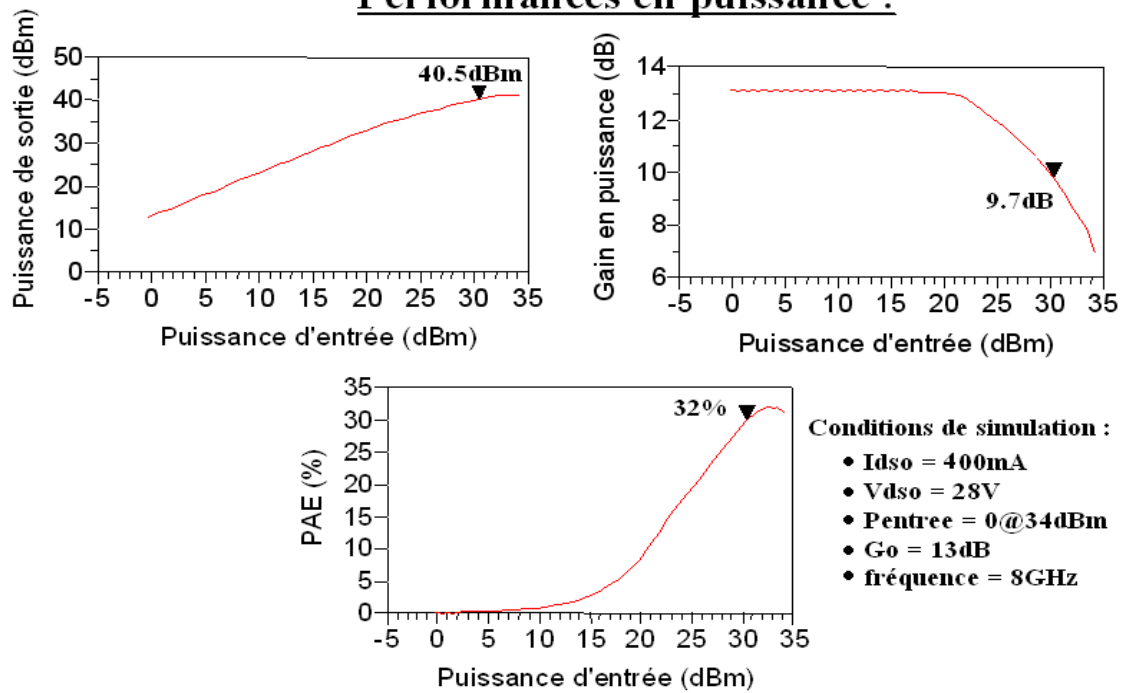


FIG. 4.12 – Performances de l'amplificateur à la fréquence de 8GHz

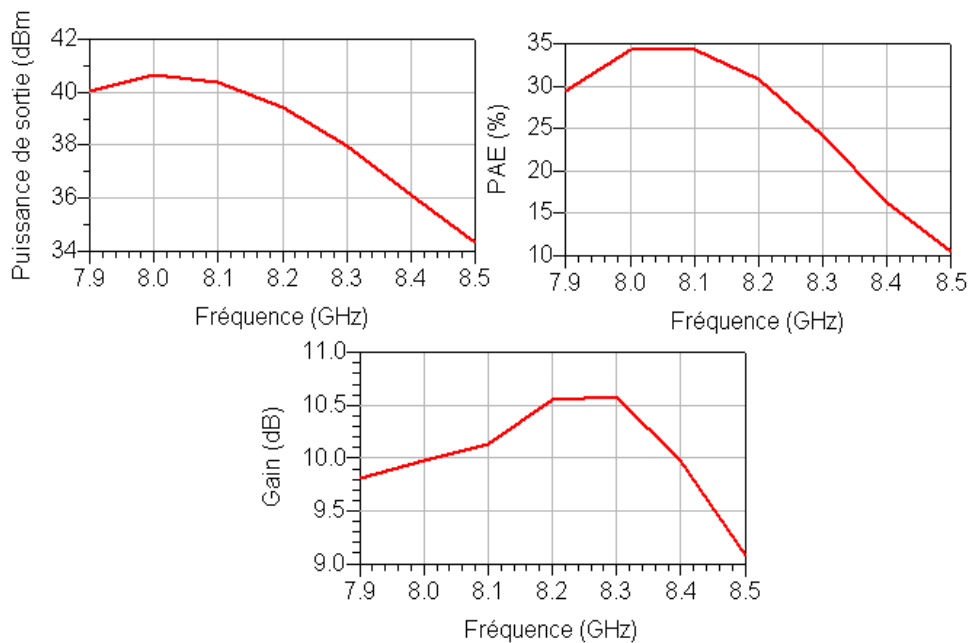


FIG. 4.13 – Performances dans la bande 7.9-8.3GHz

### 4.3.4 Étude de stabilité de l'amplificateur

Dans ce paragraphe, nous présentons les analyses de stabilité linéaires et non linéaires réalisées sur l'amplificateur GaN.

#### 4.3.4.1 Stabilité linéaire

En premier lieu, une analyse de stabilité linéaire est menée sur l'amplificateur sans circuit de stabilisation. Nous avons tracé le facteur  $k$  et le déterminant  $\Delta$  de la matrice  $S$  pour quantifier les instabilités petit signal (fig.4.14). Des instabilités apparaissent à la fréquence de 2GHz, dues à un gain trop élevé (fig.4.14). Pour résoudre ce problème d'instabilité, un circuit RC (fig.4.16) est placé au niveau de l'accès de polarisation de grille. La fréquence de coupure de ce circuit doit être assez faible pour accentuer son efficacité. Cependant, pour la commande de polarisation que nous devons mettre en place, la bande passante sur cet accès doit être suffisante ( $\geq 10\text{MHz}$ ) pour piloter la grille des transistors.

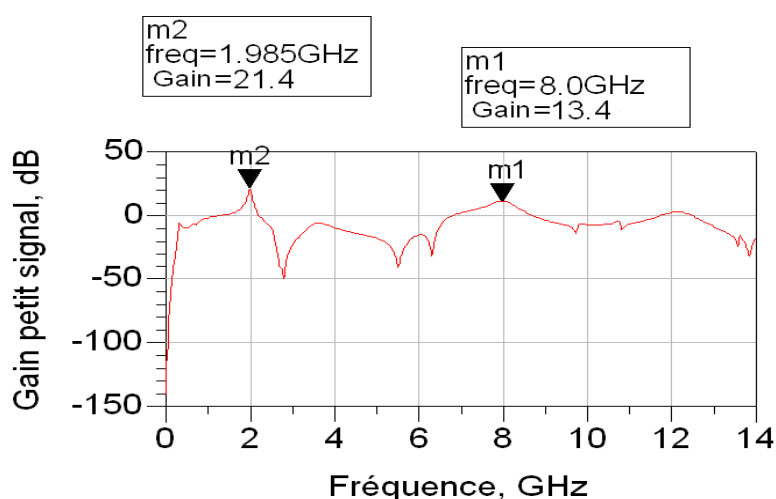


FIG. 4.14 – Gain petit signal de l'amplificateur dans la bande 0.1@14GHz

Avec la topologie choisie (*deux grilles reliées*), nous avons réparti la résistance de stabilisation sur trois résistances différentes (fig.4.16). Cette décomposition offre la possibilité d'un réglage plus fin de ces impédances sur l'amplificateur une fois réalisé. La bande passante (12MHz en simulation) au niveau de cet accès est satisfaisante pour l'application visée.

Les résultats de simulation proposés sur les figures 4.17 & 4.18 montrent l'efficacité du circuit de stabilisation sur l'accès grille.

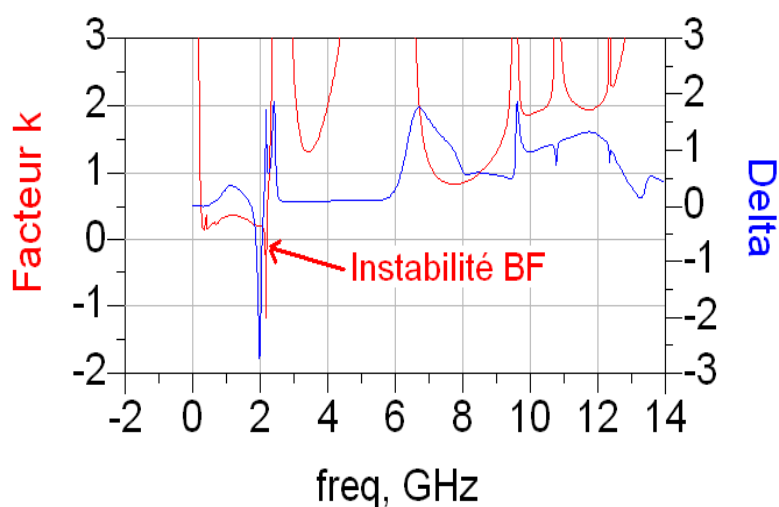


FIG. 4.15 – Facteur k et déterminant  $\Delta$  avant stabilisation

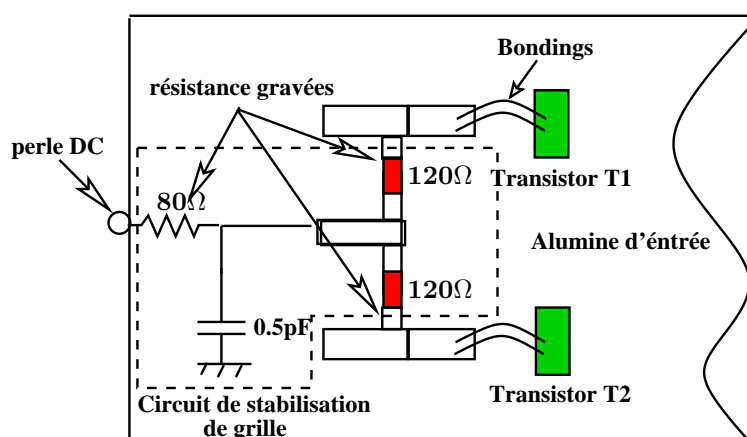


FIG. 4.16 – Circuit de stabilisation mise en oeuvre

Le gain à 2GHz est suffisamment faible pour éviter les risques d'oscillation. Une fois cette étude petit signal réalisée, il est impératif de vérifier la stabilité du circuit lorsqu'il fonctionne en régime non linéaire c'est à dire en présence d'une puissance RF.

#### 4.3.4.2 Stabilité non linéaire

Pour cela, nous avons à notre disposition deux outils de simulation possibles.

- Méthode STAN :

La méthode STAN (Stability ANalysis) [22, 23, 24] a été développée par l'université de Bilbao au pays basque en collaboration avec le Centre national d'Études Spatiales (CNES). Le principe de cette technique consiste à injecter une perturbation sur l'amplificateur en fonctionnement non linéaire en appliquant un petit signal sur l'un des accès d'un élément

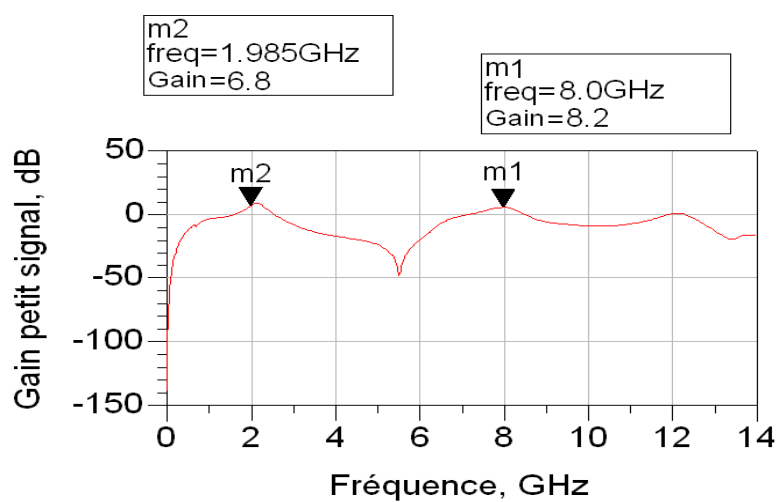


FIG. 4.17 – Gain petit signal de l'amplificateur GaN après stabilisation sur la grille

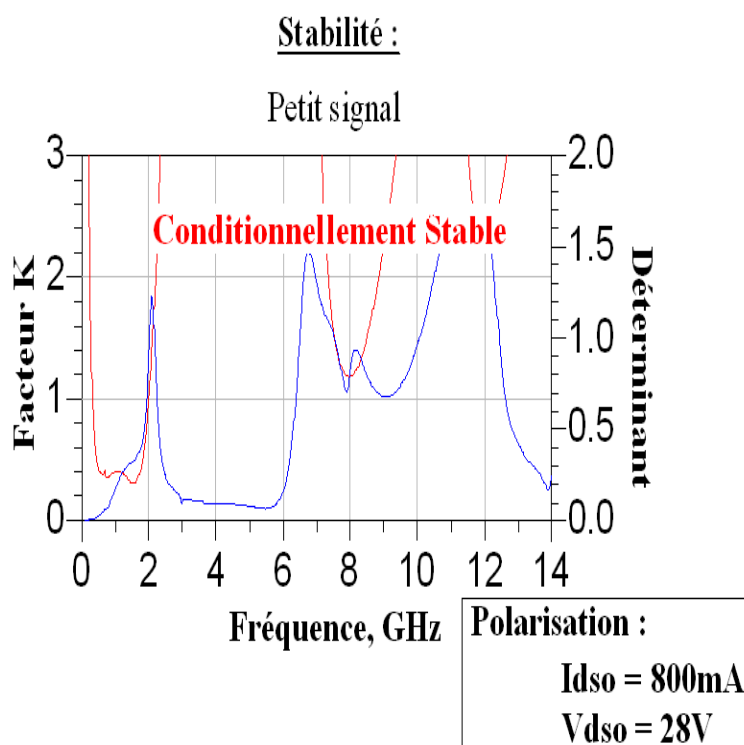


FIG. 4.18 – facteur k et déterminant  $\Delta$  après stabilisation



actif (*grille ou base des transistors*) et en calculant l'impédance présentée au niveau de la perturbation (fig.4.19). Une identification des pôles et des zéros de cette fonction permet ensuite de déterminer les zones d'instabilité.

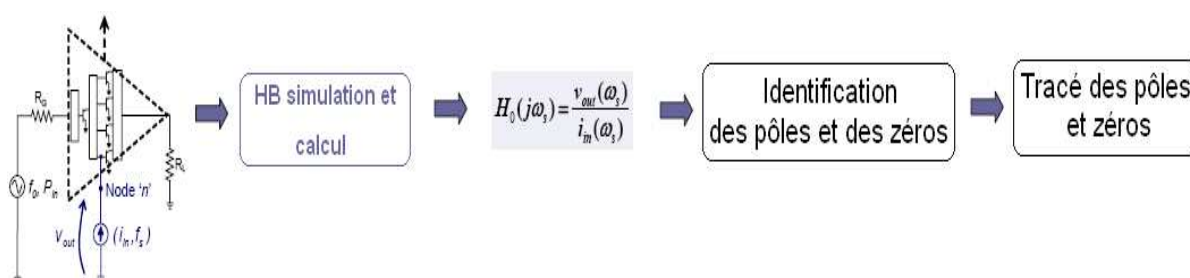


FIG. 4.19 – Principe de la simulation avec STAN

- Méthode de la boucle ouverte :

La deuxième méthode consiste à calculer le gain en boucle ouverte de l'amplificateur [25]. L'ouverture du circuit est réalisée au niveau du modèle intrinsèque des transistors comme indiqué sur la figure 4.20. Une perturbation "faible niveau" est appliquée sur la commande de grille grâce à un circuit idéal. Le gain en boucle ouverte est calculé comme le rapport entre  $V_{signal}$  et  $V_{GS}$ . A une fréquence donnée, le système est considéré instable lorsque le module du gain en boucle ouverte est positif et sa phase passe par zéro avec une pente négative.

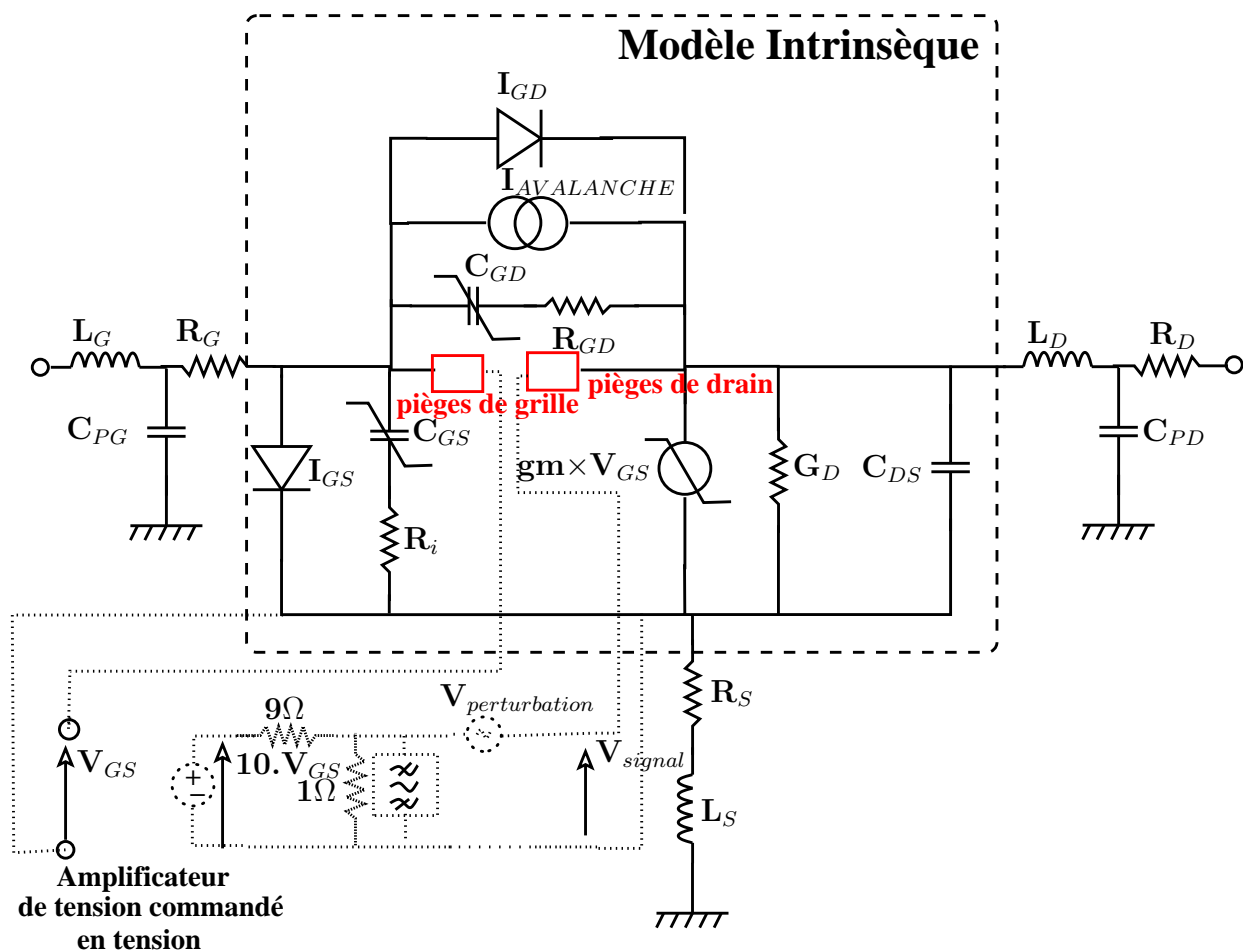


FIG. 4.20 – Principe de la simulation en boucle ouverte

Pour identifier les fréquences possibles d'oscillation du circuit, on représente les courbes de module et de phase du gain en boucle ouverte (figure 4.21) obtenues dans la configuration décrite précédemment. Les résultats obtenus sont similaires à ceux fournis par la méthode STAN.

La bande passante du circuit de polarisation de grille est à la limite des performances fixée par le cahier des charges. Par conséquent, nous ne pouvons plus rajouter des circuits de filtrage sur cet accès pour stabiliser l'amplificateur de puissance.

La stabilité de l'amplificateur a été obtenue par une action sur la polarisation de drain (fig.4.22). Dans ce cas, la résistance de stabilisation est en parallèle sur l'accès de polarisation et en série avec la capacité C équivalente du stub papillon.

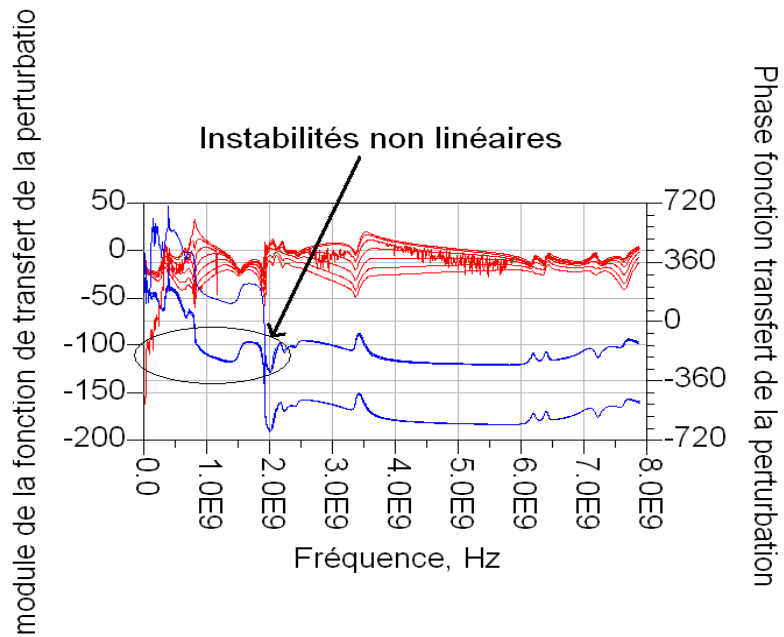


FIG. 4.21 – Instabilité en régime non linéaire

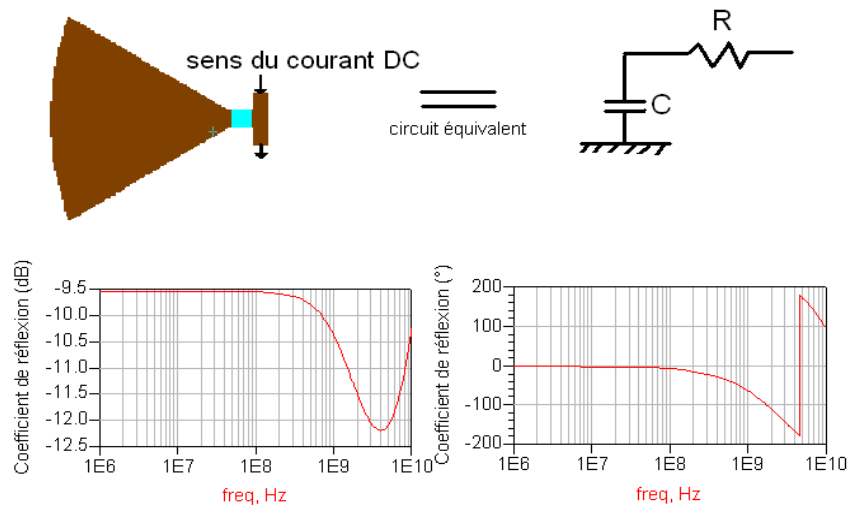


FIG. 4.22 – Stabilisation de l'amplificateur par un circuit R-C parallèle au chemin DC

La figure 4.23 présente les résultats obtenus grâce à l'analyse en boucle ouverte lorsque

l'amplificateur est stabilisé. Nous avons dans le cas le plus critique une marge de phase de  $11^\circ$ .

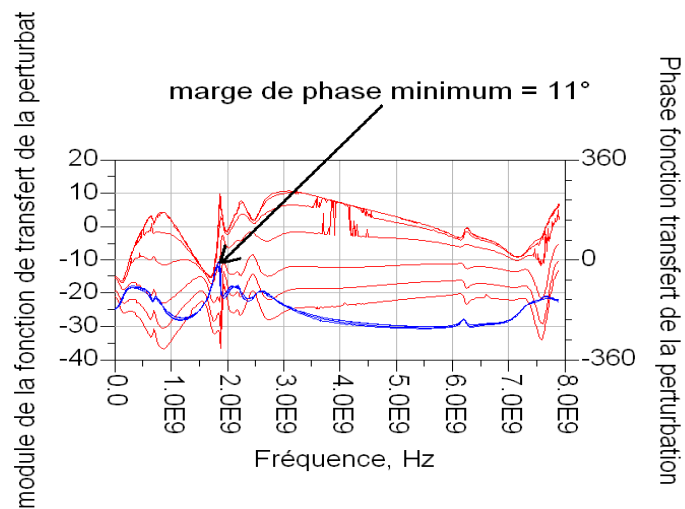


FIG. 4.23 – Module et phase de la fonction de transfert  $H(j\omega)$  en boucle ouverte après stabilisation

La figure 4.24 résume l'identification des pôles et des zéros réalisée grâce à la méthode STAN. L'ensemble des pôles et des zéros se situe à gauche de l'axe des ordonnées validant la stabilité de l'amplificateur.

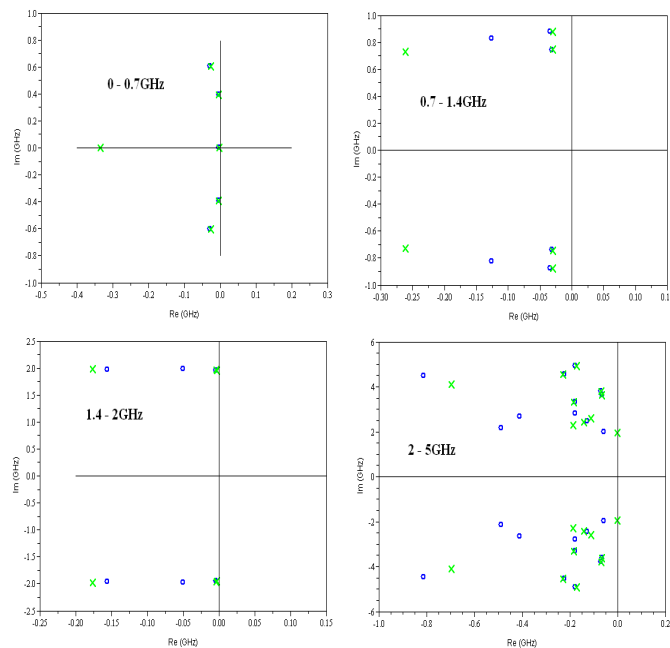


FIG. 4.24 – Etude de la stabilité en boucle fermée

**Stabilité en fonction de la polarisation : Mesures jusqu'à 10GHz**

V <sub>gso</sub> (V) \ V <sub>dso</sub> (V)	-6.2	-5.7	-5.2	-4.5
10	Idso = 10mA L : IS NL : <b>Instabilité</b>	Idso = 83mA L : CS NL : Stable	Idso = 457mA L : CS NL : Stable	Idso = 1 A L : CS NL : Stable
20	Idso = 99mA L : CS NL : Stable	Idso = 470mA L : CS NL : Stable	Idso = 863mA L : CS NL : Stable	Idso = 1.4A L : CS NL : Stable
30	Idso = 522mA L : CS NL : Stable	Idso = 910mA L : CS NL : Stable	Idso = 1.3A L : CS NL : Stable	Idso = 1.8A L : CS NL : Stable
40	Idso = 1A L : CS NL : Stable	Idso = 1.4A L : CS NL : Stable	Idso = 1.7A L : CS NL : Stable	Idso = 2.3A L : CS NL : Stable

TAB. 4.2 – Stabilité de l'amplificateur sur la dynamique de tensions de polarisation (IS : Inconditionnellement stable et CS : Conditionnellement stable)

Une vérification de la stabilité de l'amplificateur est proposée dans le tableau 4.2 sur toute la gamme de tensions de polarisation et pour une bande de fréquence allant de 10kHz à 10GHz. Une seule instabilité est identifiable dans ce tableau pour un couple de polarisation ( $V_{GS0} = -6.2V$  &  $V_{DS0} = 10V$ ) correspondant à un fonctionnement en classe B de l'amplificateur. Pour ce point de polarisation, le transistor est à la limite du pincement d'où la stabilité inconditionnelle en petit signal. En revanche, lorsque le signal RF augmente, le courant DC augmente (à cause des non linéarités de l'amplificateur) rendant le circuit instable. Ce point de polarisation n'est pas envisageable dans l'application souhaitée.

Dans ce paragraphe, nous venons de voir les différentes solutions mises en oeuvre pour stabiliser l'amplificateur pour un fonctionnement autour de 8GHz. En prenant en compte les circuits de stabilisation, deux circuits hybrides sur alumine ont été réalisés.

### 4.3.5 Conception des hybrides d'entrée et de sortie

Les figures 4.25 & 4.26 présentent les masques des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie prenant en considération tous les points développés précédemment. Sur ces graphiques, nous retrouvons le diviseur de puissance d'entrée et le combineur de sortie conçus à partir de lignes microruban. Le substrat utilisé pour cette conception est l'**alumine** dont les caractéristiques sont les suivantes :

- $\epsilon_r = 9.6$
- Épaisseur du substrat =  $635\mu\text{m}$
- Épaisseur de métallisation =  $4\mu\text{m}$
- Tangente de perte = 0.0002
- Conductivité électrique =  $4.1.10^7 \text{ S/m}$

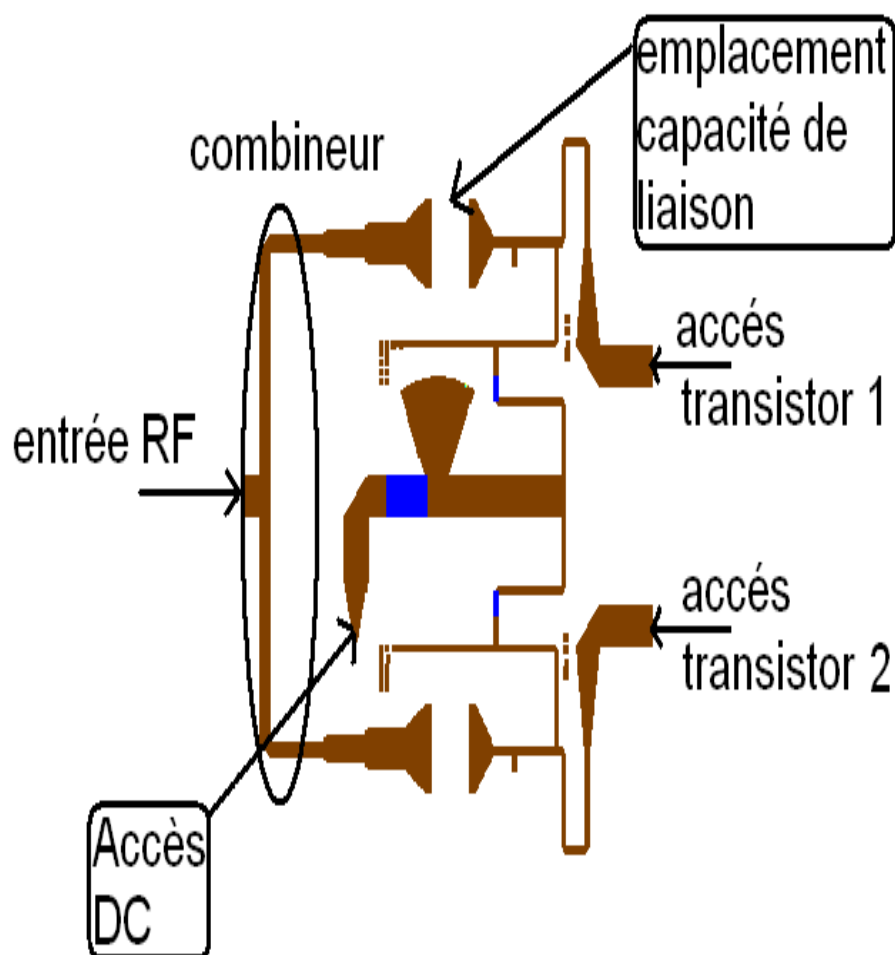


FIG. 4.25 – Masque de l'hybride d'entrée

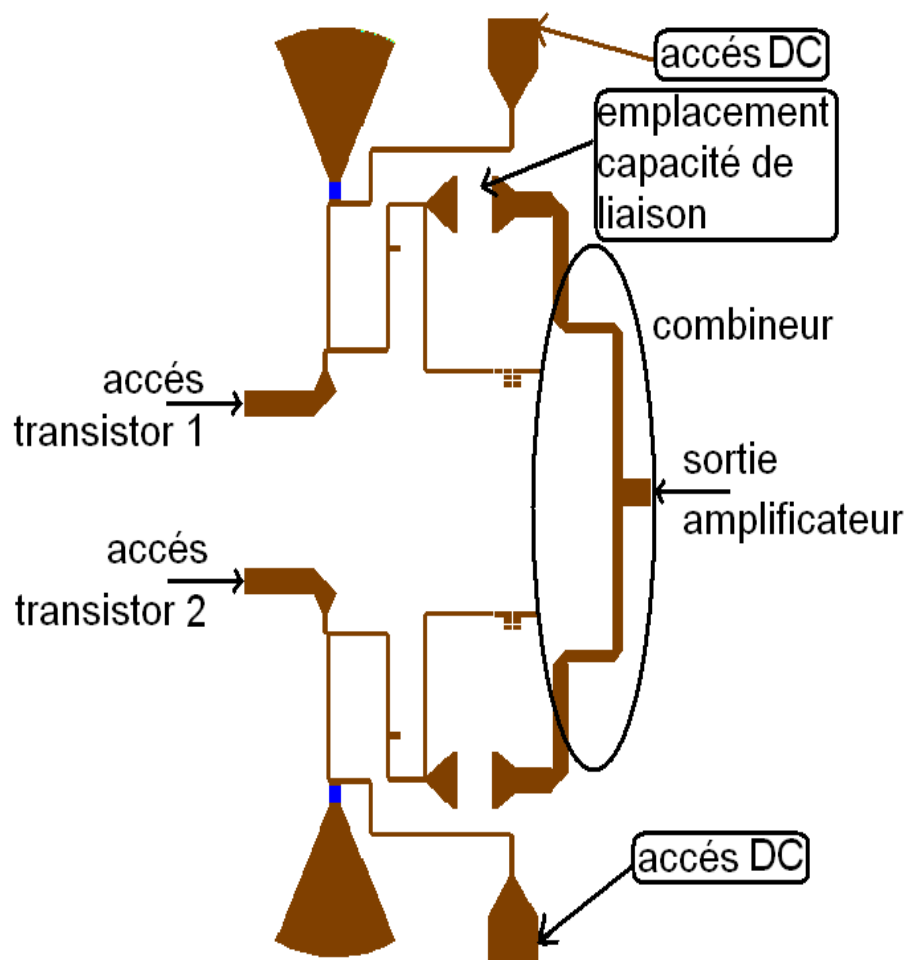


FIG. 4.26 – Masque de l'hybride de sortie

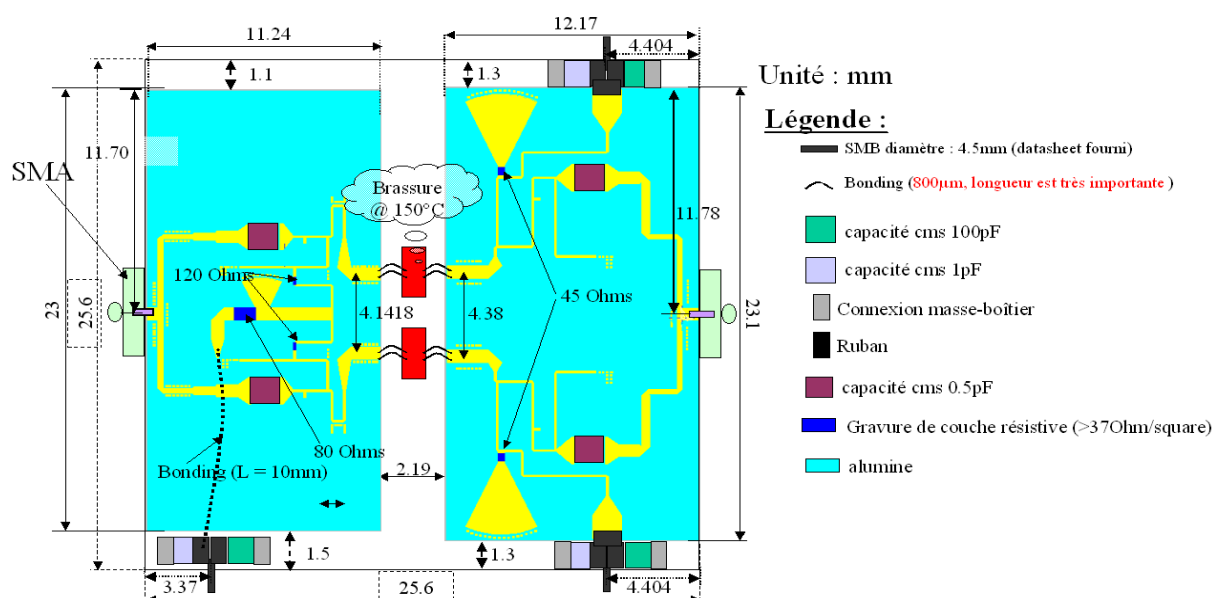


FIG. 4.27 – Dessin complet de l'amplificateur GaN

Les contraintes de taille de boîtier ( $25.8 \times 25.8 \text{mm}^2$ ) nous ont amené à réduire les longueurs de lignes au minimum. Les fils de bondings (deux sur la grille et deux sur le drain) ont une longueur de  $800 \mu\text{m}$  et un diamètre de  $25 \mu\text{m}$ . Le circuit final est présenté sur la figure 4.27.

La bande passante des perles DC ( $\geq 50 \text{MHz}$ ) utilisées est suffisante pour l'application.

Pour vérifier la validité des modèles circuit, une simulation électromagnétique 2.5D des deux circuits hybrides complète cette synthèse.

### 4.3.6 Validation des modèles de lignes par comparaison des simulations circuit et EM momentum

Pour vérifier l'absence de couplage entre les lignes et la validité de leurs modèles, une simulation 2.5D sous le logiciel momentum est importante avant la réalisation du circuit. La figure 4.28 présente la comparaison simulation électrique et simulation 2.5D (*les capacités de liaison sont court-circuitées*). Nous pouvons voir sur cette figure la bonne concordance entre ces deux simulations. Pour le circuit d'entrée, il n'y a pas de couplages parasites.



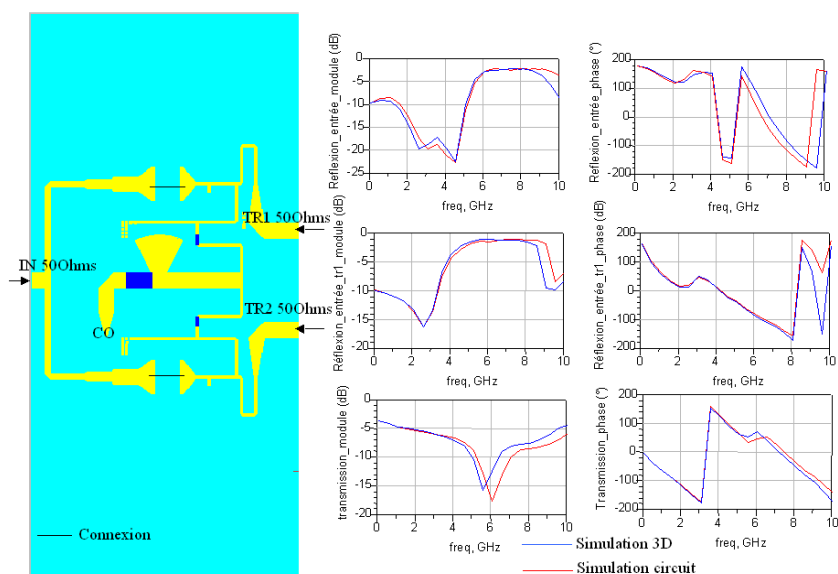


FIG. 4.28 – Simulation 2.5D de l'hybride d'entrée

Pour le circuit de sortie (fig.4.29), les conditions sont identiques à celles évoquées précédemment. Les résultats obtenus sont conformes à ceux de la simulation circuit.

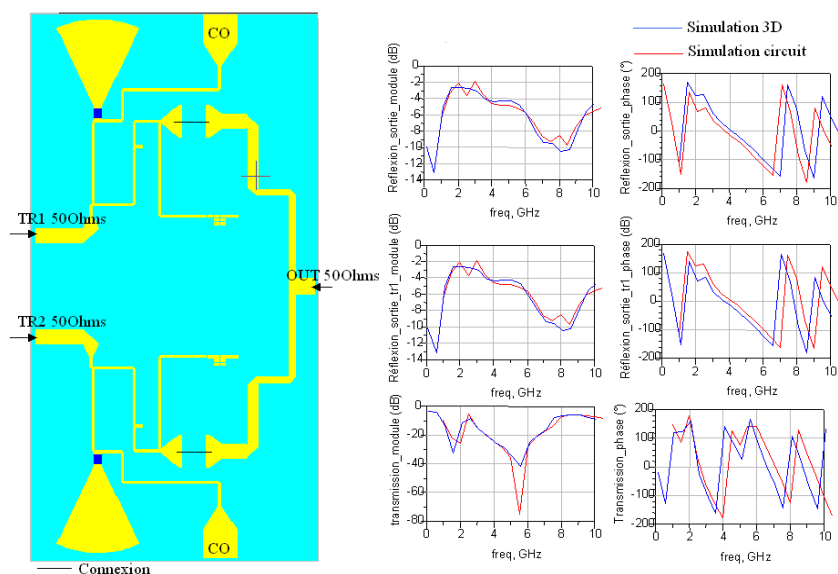


FIG. 4.29 – Simulation 2.5D de l'hybride de sortie

L'ensemble de ces travaux de simulation nous ont permis de valider la conception et de réaliser les circuits.

Nous retrouvons sur la photo (fig.4.30) les deux alumines d'entrée et de sortie et les deux puces GaN au centre. Certaines malfaçons (papillons...) ont limité le test et l'utilisation. Nous avons pris en compte ces problèmes lors des différentes mesures et

rétro-simulations réalisées.

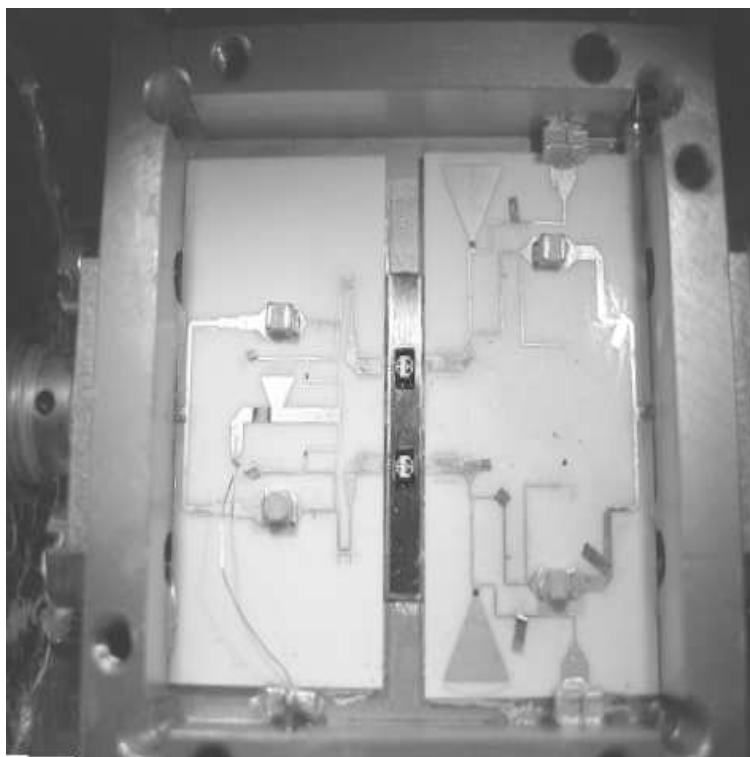


FIG. 4.30 – Photo de l'amplificateur GaN 10W

## 4.4 Simulations système de l'amplificateur à polarisation auto-adaptée

Pour vérifier le bon fonctionnement de l'amplificateur GaN lorsqu'il est alimenté par un système de gestion de puissance par commutation, une simulation système de l'ensemble (circuit de commande développé dans le chapitre 2 + amplificateur) a été réalisée. Les différents cas simulés sont présentés dans les paragraphes suivants.

### 4.4.1 Description de la simulation

Ce système a été simulé en transitoire d'enveloppe sous le logiciel ADS. La figure 4.31 présente les différents éléments mis en oeuvre. Le commutateur utilisé est le circuit de commande par commutation développé au chapitre 2.

### 4.4.2 Résultats de la simulation

Pour mettre en évidence les performances et les limitations d'une commande de polarisation par commutation, nous avons simulé l'amplificateur dans trois configurations

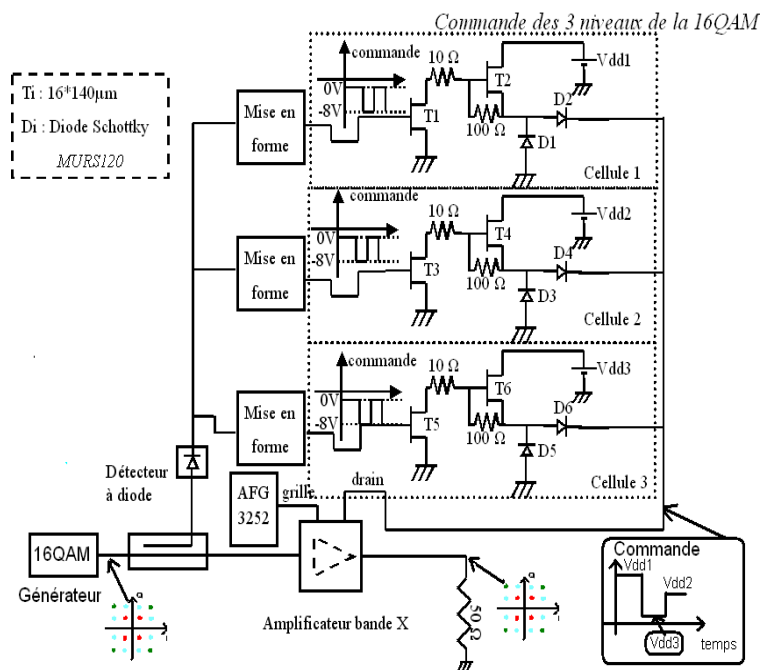


FIG. 4.31 – Principe de la simulation système réalisée

différentes (résumé dans la tableau 4.3) pour un débit de modulation de 10MHz (compromis entre convergence des modèles et validation de la méthode).

	Cas 1 Polarisation fixe	Cas 2 IBO (Input Back-Off)	Cas 3 Polarisation commandée commandée
Puissance moyenne d'entrée (dBm)	30	24	30
Recul en puissance (dB)	0	6	0
$V_{DS0}$ (V)	28	28	18-34
$I_{DS0}$ (mA)	350	350	250-400

TAB. 4.3 – Récapitulatif des trois conditions de polarisation

Pour cette démonstration, un signal 16QAM filtré avec une dynamique de 9.5dB a été utilisé pour valider le système complet de commande. Le fait de travailler avec des signaux filtrés a permis de tracer la courbe de conversion AM/AM dynamique de l'amplificateur GaN. Le gain de l'amplificateur est calculé comme le gain moyen sur 100 symboles. Le rendement est calculé comme la moyenne des rendements pour chaque symbole. L'EVM est obtenu en comparant l'écart quadratique entre un symbole idéal et celui amplifié, cette comparaison est effectuée au milieu d'un symbole.

Sur la figure 4.32, l'amplificateur fonctionne à pleine puissance avec une polarisation

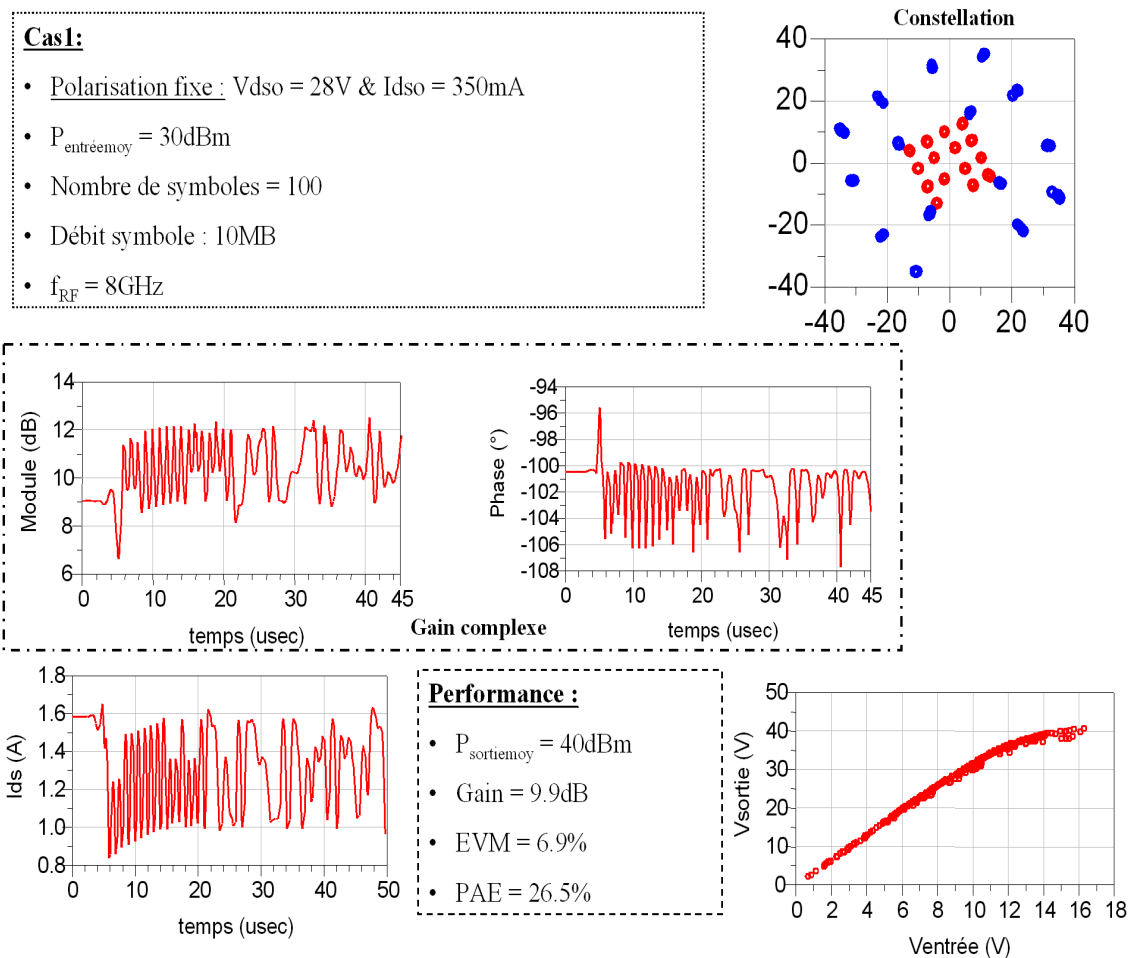


FIG. 4.32 – Cas1 : résultats de simulation lorsque l'amplificateur fonctionne sans recul en puissance soit une puissance moyenne d'entrée de 30dBm ( $V_{DS0} = 28V$  &  $I_{DS0} = 350mA$ )

fixe (cas 1 tableau 4.3). Pour ces conditions, nous retrouvons sur la constellation de sortie et la courbe AM/AM dynamique, l'effet des non-linéarités de l'amplificateur. L'effet de resserrement visible sur les symboles périphériques représente la zone de compression dynamique de l'amplificateur identifiable aussi sur la courbes de conversions AM/AM dynamique. L'EVM est de 6.9% dans ce cas défavorable. En revanche, le rendement est élevé ( $\geq 26\%$ ). Nous retrouvons ici la problématique évoquée dans le chapitre 1.

Dans les systèmes actuels, les concepteurs surdimensionnent les cellules amplificatrices pour pouvoir appliquer un recul en puissance suffisant assurant une bonne linéarité. Nous avons mis en oeuvre cette technique en recherchant le meilleur compromis entre rendement et linéarité (cas 2, fig.4.33). L'EVM de l'amplificateur est de 2% dans ce cas mais le PAE a chuté de plus de 11 points. Cette bonne linéarité est observable sur le tracé de la constellation de sortie et sur la courbe de conversion AM/AM. L'inconvénient majeur de ce procédé est la consommation excessive des amplificateurs.

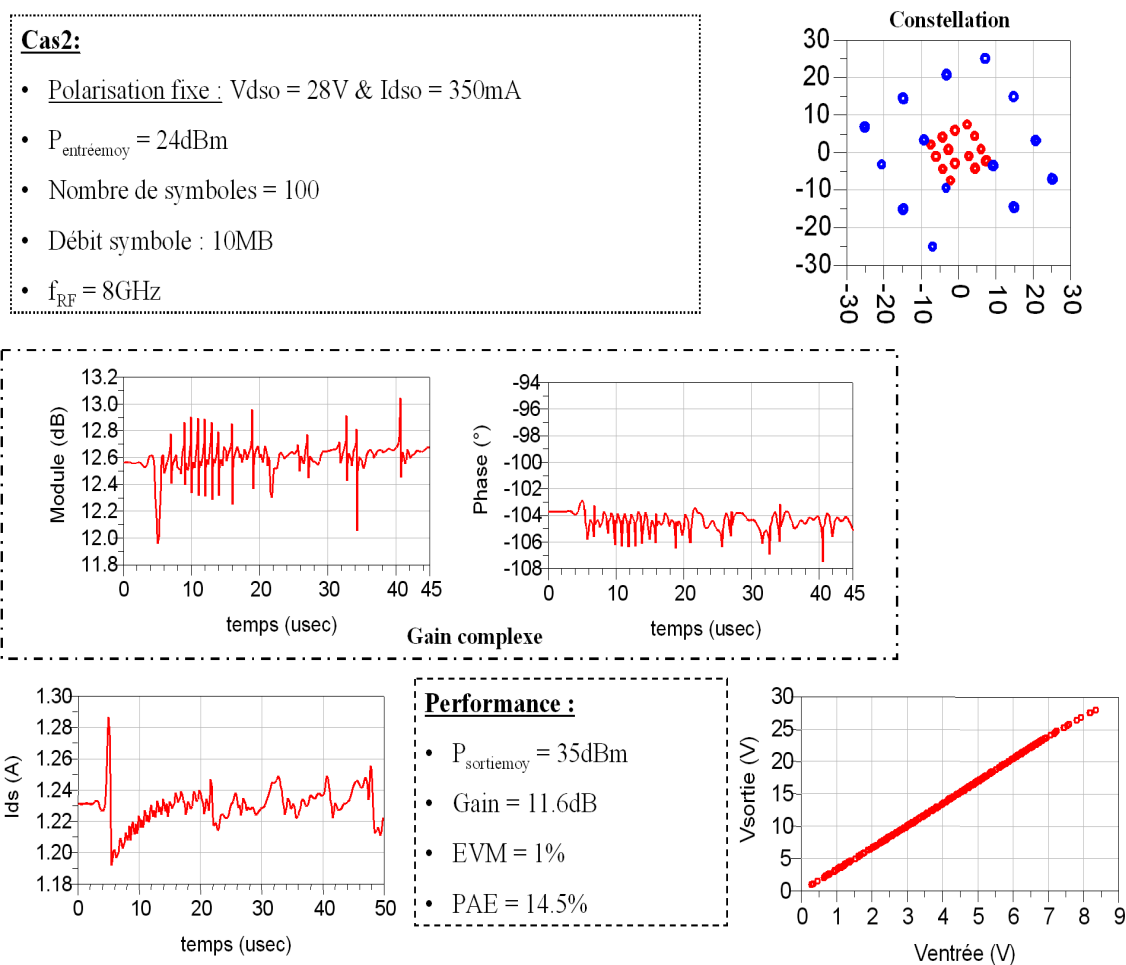


FIG. 4.33 – Cas2 : résultats de simulation lorsque l'amplificateur fonctionne avec recul en puissance d'entrée de 6dB soit une puissance moyenne d'entrée de 24dBm ( $V_{DS0} = 28V$  &  $I_{DS0} = 350mA$ )

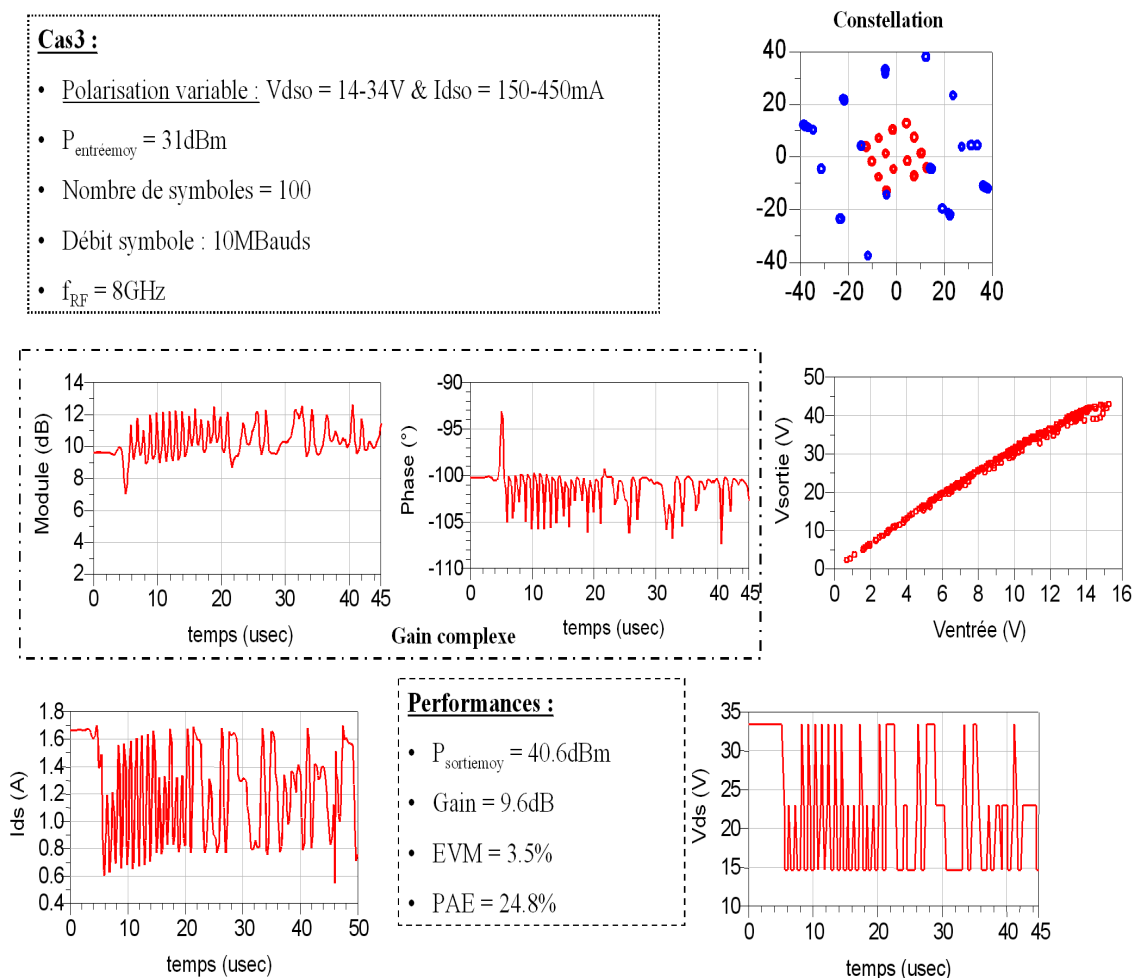


FIG. 4.34 – Cas3 : résultats de simulation lorsque l'amplificateur fonctionne à pleine puissance sans recul en puissance soit une puissance moyenne d'entrée de 30dBm ( $V_{DS0} = 28V$  &  $I_{DS0} = 350mA$ )

La figure 4.34 présente les résultats de simulation du système complet intégrant le système de commande par commutation mis en oeuvre. Le rendement en puissance ajoutée est calculé en prenant en compte la consommation du système de commutation (*rendement du commutateur* = 70%). Le dispositif au complet améliore conjointement le rendement (PAE = 24%) et la linéarité (EVM ≤ 3.5%) de l'amplificateur.

Ces simulations ont été réalisées en transitoire d'enveloppe. Le temps de simulation nécessaire est variable en fonction de la complexité du système. Dans ce cas précis, le temps de simulation est d'environ 12 heures alors qu'avec des modèles comportementaux (*simulations du chapitre 3*), ce temps est de quelques minutes. L'intérêt d'une modélisation comportementale précise est évident.

Nous allons finir ce chapitre par les mesures réalisées sur l'amplificateur GaN.

## 4.5 Mesures de l'amplificateur GaN

### 4.5.1 Mesures petit-signal

Pour réaliser ces mesures petit signal, nous avons à notre disposition un VNA (*Vector Network Analyzer*) Wiltron 360B. Le test set (fig.4.36) de cet appareil autorise des mesures en puissance CW et en petit signal.

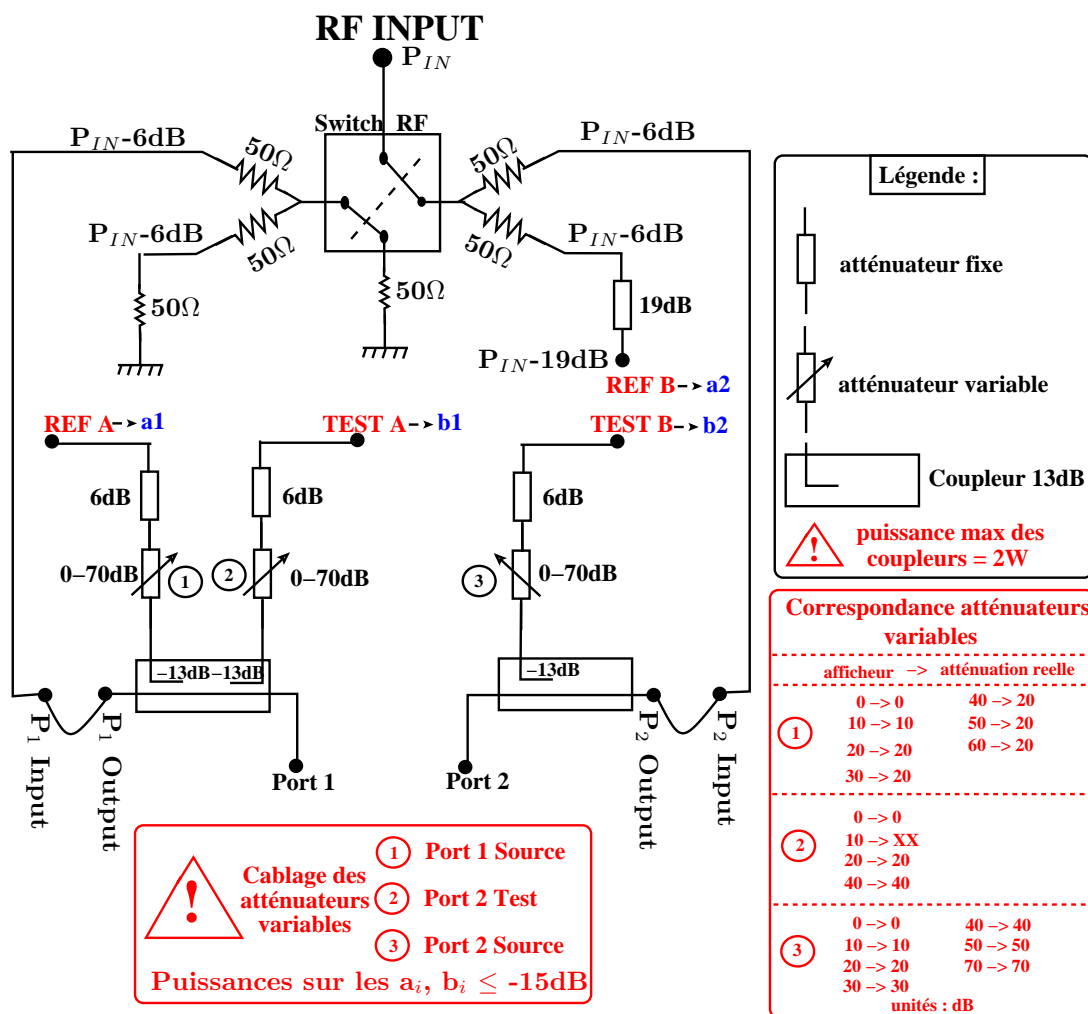


FIG. 4.35 – Test set du Wiltron 360B en configuration puissance

Après réglage, pour un même point de polarisation, le gain petit signal de l'amplificateur est supérieur à 11dB, inférieur à celui attendu (fig.4.37).

Un décalage en fréquence de 0.8-0.9GHz est aussi identifiable. Les modifications apportées pour compenser les défauts de fabrication peuvent être une des raisons de ce décalage en fréquence. Le temps imparti ne permettait pas de refaire une maquette, nous avons cependant réalisé une rétro-simulation du circuit pour comprendre les problèmes rencontrés.

En modifiant légèrement la permittivité du substrat et en tenant en compte des

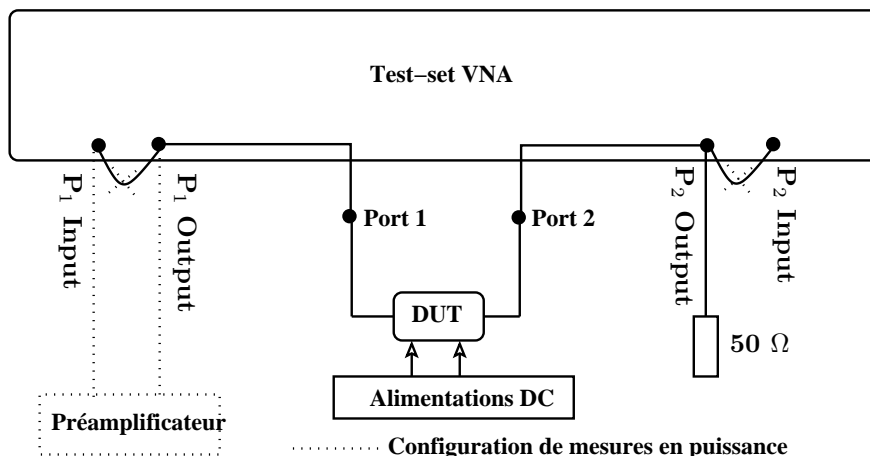


FIG. 4.36 – Banc de mesure mise en place

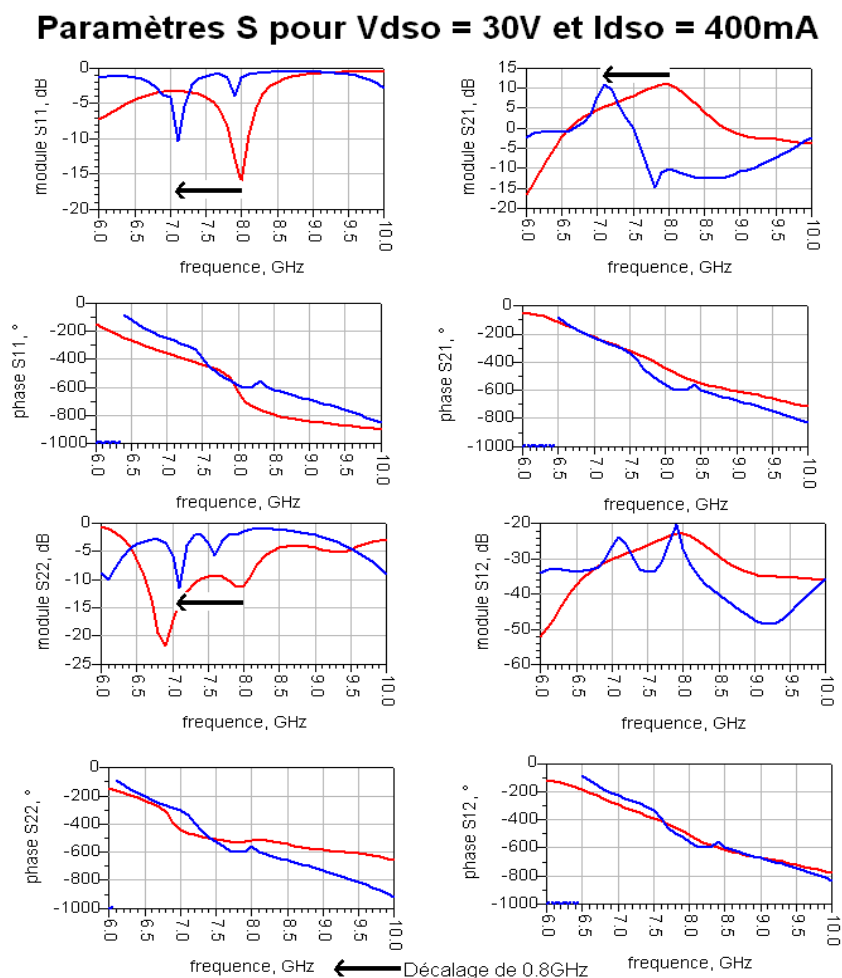


FIG. 4.37 – Comparaison mesures-simulations "petit signal" de l'amplificateur GaN après réglage du circuit



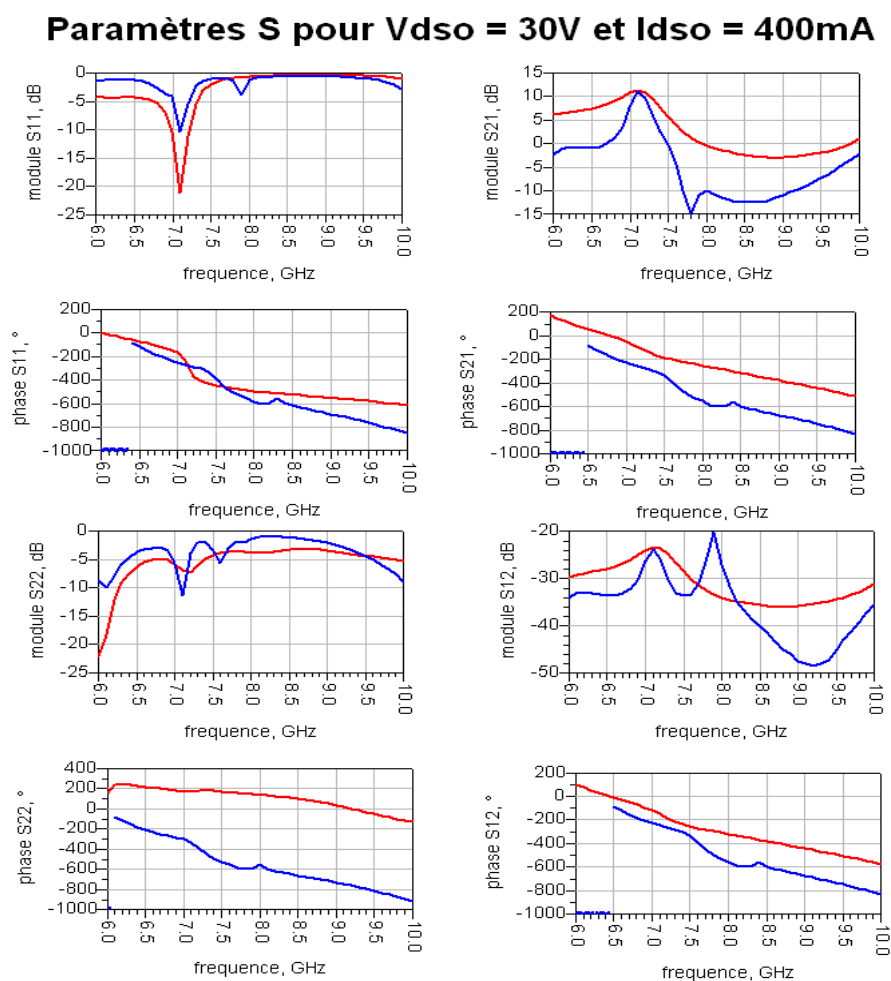


FIG. 4.38 – Rétro-simulation petit-signal de l'amplificateur - comparaison mesures/modèle

clinquants ajoutés, nous obtenons les résultats de la figure 4.38. Nous avons après réglage la même fréquence de fonctionnement entre la mesure et la simulation. Le gain mesuré reste plus faible ( $\leq 0.6dB$ ) est observable.

### 4.5.2 Mesures en puissance

La figure 4.39 présente les courbes obtenues avec l'amplificateur précédemment réglé. Une puissance de sortie de 5W est atteinte avec un gain de 8dB et un rendement en puissance ajoutée de plus de 19% à 1.5dB de compression. Sur ce même graphique, nous constatons un écart de 3dB en petit signal entre la mesure et la simulation. Les causes peuvent être diverses mais nous attribuons ces écarts à un mauvais réglage du circuit.

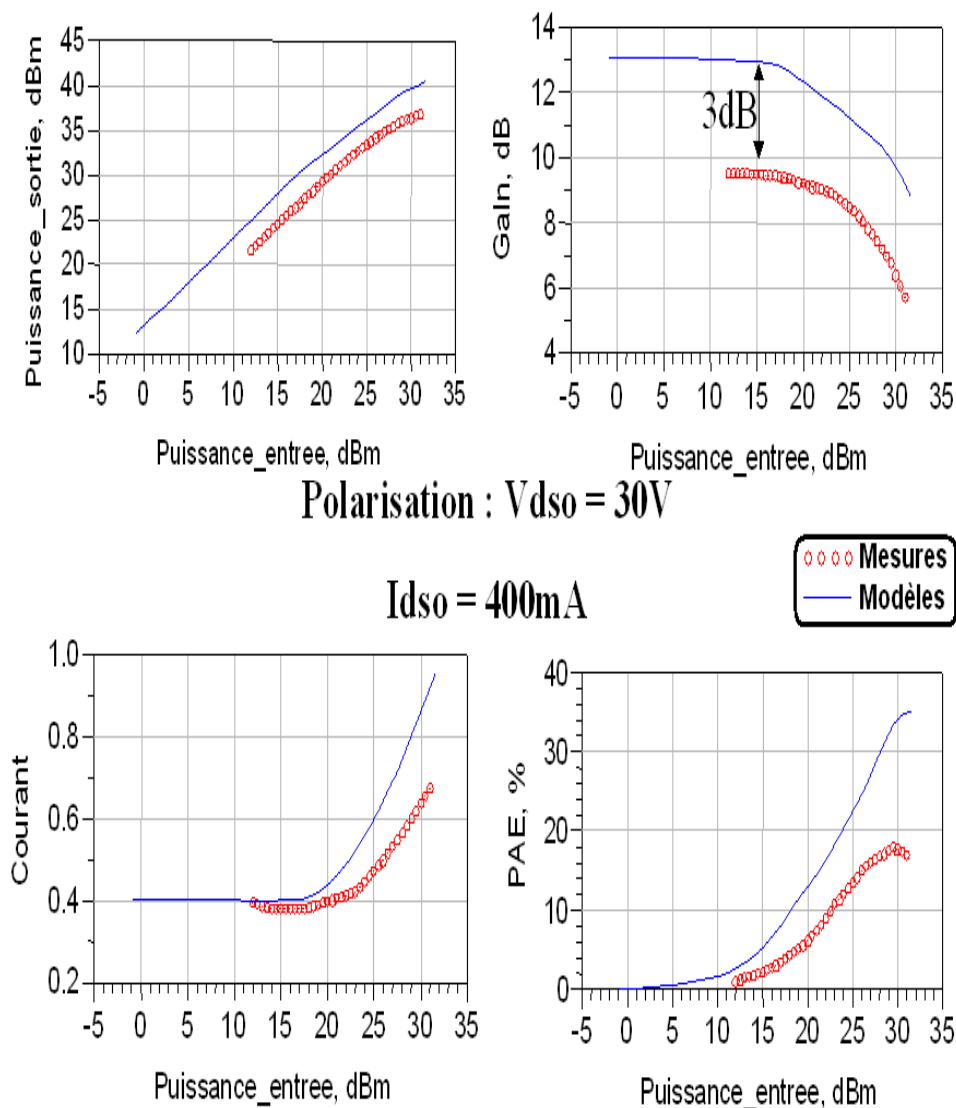


FIG. 4.39 – Mesures en puissance de l'amplificateur GaN

Nous avons représenté les performances que l'on aurait obtenues si le gain petit signal était plus élevé de 3dB sur la figure 4.39.

Suite à cette mesure, nous avons observé des oscillations qui ont conduit à la destruction des composants. Nous pensons que ces oscillations proviennent de problèmes au niveau des alimentations DC (accrochage d'une fréquence harmonique d'un signal

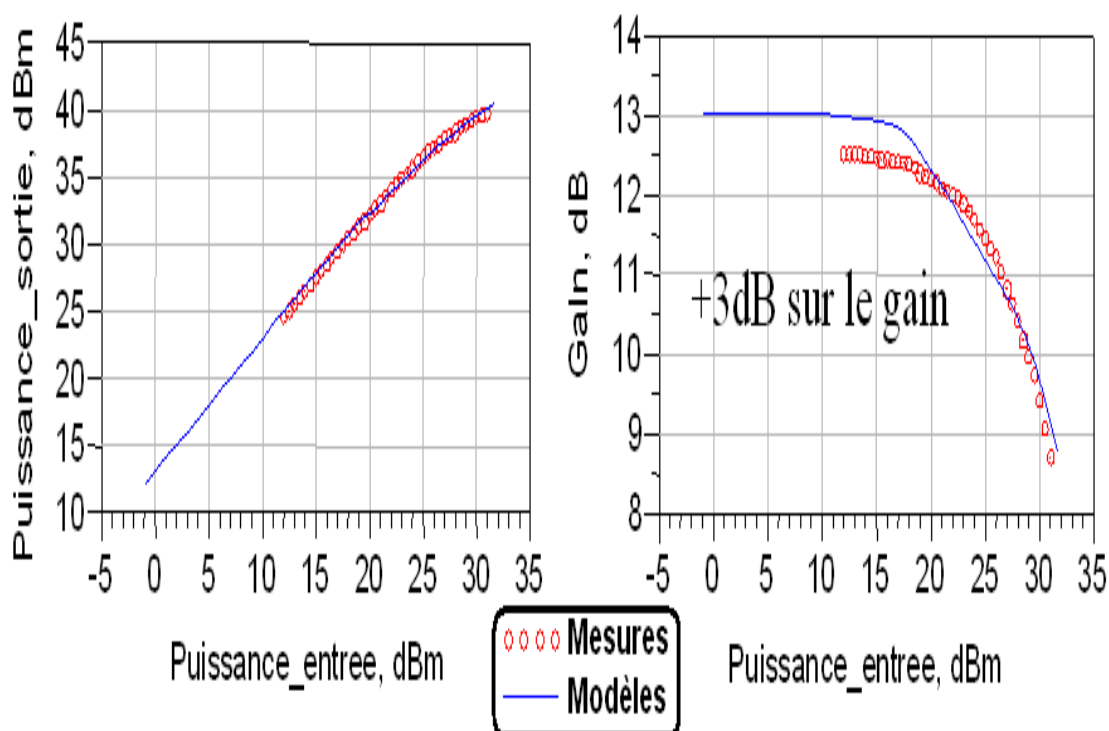


FIG. 4.40 – Correction de 3dB apportées sur la gain mesuré de l'amplificateur GaN

externe) plus que d'instabilités non linéaires.

Nous avons pour ce manuscrit seulement les mesures présentées ci-dessus. Nous souhaitons utiliser d'autres puces pour réaliser de nouveaux circuits.

## 4.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté le travail de conception effectué en technologie GaN. Nous avons réalisé l'étude, la conception et le test d'un amplificateur hybride bande étroite en bande X avec une gestion dynamique de polarisation. Un cahier des charges bien défini a orienté notre conception sur une topologie symétrique à deux transistors. Plusieurs problèmes de fiabilité et de réalisation n'ont pas permis la validation complète du prototype réalisé.

Nous n'avons pas pu finaliser ce travail par des mesures complètes de l'amplificateur et du système de commande à l'heure de la rédaction de ce manuscrit. Néanmoins, nous avons mis en évidence une méthode de conception prenant en compte la problématique liée à la technique de commande de polarisation. La difficulté réside dans la recherche du compromis entre la stabilité de l'amplificateur bande X pour une dynamique de tensions de polarisation donnée et la bande passante des circuits de polarisation.

Les résultats obtenus en simulation pour l'essentiel nous montrent la potentialité de la filière GaN pour la réalisation d'amplificateurs de puissance à polarisation auto-adapté.

Des possibilités d'intégration sur une même puce de la partie RF et de la commande de polarisation pourraient faire l'objet de prochaines études.

## 4.7 Bibliographie

- [1] Y. Pei, C. Poblenz, A. Corrion, R. Chu, L. Shen, J. Speck, and U. Mishra, "X- and ka-band power performance of algan/gan hemts grown ammonia-mbe," *Electronic Letters*, vol. 44, p. 1, 2008.
- [2] X. Wang, T. Chen, H. Xiao, C. Wang, G. Hu, W. Luo, J. Tang, L. Guo, and J. Li, "High-performance 2 mm gate width gan hemts on 6h-sic with output power of 22.4w @8ghz," *Solid-State Electronics*, vol. n.c, p. 1, 2008.
- [3] R. Chu, L. Shen, N. Fichtenbaum, Z. Chen, S. Keller, S. P. DenBaars, and U. K. Mishra, "Correlation between dc-rf dispersion and gate leakage in deeply recessed gan/algan/gan hemts," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 29, pp. 303–305, 2008.
- [4] V. Adivarahan, M. E. Gaevski, M. M. Islam, Y. D. Bin Zhang, and M. A. Khan, "Double-recessed high-frequency alingan/ingan/gan metal-oxide double heterostructure field-effect transistors," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 55, pp. 495–499, 2008.
- [5] C. CHARBONNIAUD, T. GASSELING, S. D. MEYER, and AL, "Power performance evaluation of algan/gan hemts through load pull and pulsed i-v measurements," in *GAAS 2004, Amsterdam*, 2004.
- [6] P. Colantonio, F. Giannini, R. Giofre, and L. Piazzon, "High-efficiency ultra-wideband power amplifier in gan technology," *Electronic Letters*, vol. 44, p. 2, 2008.
- [7] A. Martin, T. Reveyrand, M. Campovecchio, R. Aubry, S. Piotrowicz, D. Floriot, and R. Quere, "Balanced algan/gan hemt cascode cells : design method for wideband distributed amplifiers," *Electronic Letters*, vol. 44, p. 3, 2008.
- [8] [www.toshiba.com/taec/catalog](http://www.toshiba.com/taec/catalog).
- [9] P. Tsardaklis, T. Laopoulos, S. Siskos, and G. Sarrabayrouse, "An automated instrumentation for performance evaluation of mosfet radiation sensors," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2006. IMTC 2006. Proceedings of the IEEE*, April 2006, pp. 1326–1329.
- [10] F. VanRaay, R. Quay, R. Kieffe, F. Benkhelifa, B. Raynar, W. Pletschen, M. Kuri, H. Massler, S. Muller, M. Damman, M. Mikulla, M. Schlechtweg, and G. Weimann, "A coplanar x-band algan/gan power amplifier mmic on s.i. sic substrate," *IEEE Microwave and Wireless Component Letters*, vol. 15, pp. 460–462, July 2005.
- [11] P. Shuh, R. Leberer, H. Sledzik, M. Oppermann, B. Adelseck, H. Brugger, R. Behtash, H. Leier, R. Quay, and R. Kiefer, "20 w gan hpas for next generation x-band t/r modules," *IEEE MTT-S Digest*, pp. 726–729, 2006.

- [12] D. Fanning, L. Witkowski, C. Lee, D. Dumka, H. Tserng, P. Saunier, E. Piner, K. Linthicum, and J. Johnson, "25w x-band gan on si mmic," in *GAAS Mantech Conference*, 2005.
- [13] R. Behtash, H. Tobler, F.-J. Berlec, V. Ziegler, H. Leier, B. Adelseck, T. Martin, R. Balmer, D. Pavlidis, R. Jansen, M. Neuburger, and H. Schumacher, "Coplanar algan/gan hemt power amplifier mmic at x-band," in *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 6-11 June 2004, pp. 1657–1659Vol.3.
- [14] S. Sheppard, W. Pribble, D. Enerson, Z. Ring, R. Smith, S. Allen, and J. Palmour, "High power demonstration at 10 ghz with gan-algan hemt hybrid amplifiers," in *Device Research Conference, 2000. Conference Digest. 58th DRC*, 19-21 June 2000, pp. 37–38.
- [15] Y. Wu, D. Kapolnek, I. Ibbetson, P. Parikh, B. Kelle, , and U. Mishra, "4 w gan-based microwave power amplifiers," in *IEEE MTT-S Digest*, 2006, pp. 963–965.
- [16] H. Klockenhoff, R. Behtash, J. Wurfl, W. Heinrich, and G. Trankle, "A compact 16 watt x-band gan-mmic power amplifier," in *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, June 2006, pp. 1846–1849.
- [17] A. 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." Ph.D. dissertation, Université de LIMOGES, 6 Décembre 2007.
- [18] J. Teyssier, M. Campovecchio, C. Sommet, J. Portilla, and R. Quere, "A pulsed s-parameters measurement setup for the non-linear characterization of fets and bipolar power transistors," in *European Microwave Conference, 1993. 23rd*, Oct. 1993, pp. 489–493.
- [19] J. P. Teyssier, "Caractérisation en impulsions des transistors micro-ondes : application à la modélisation non-linéaire pour la cao des circuits," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 1994.
- [20] J.-P. Teyssier, D. Barataud, C. Charbonniaud, F. De Groote, J. Verspecht, J.-M. Nebus, and R. Quere, "A transistor measurement setup for microwave high power amplifiers design," in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings*, vol. 5, 4-7 Dec. 2005, p. 4pp.
- [21] O. Jardel, "Contribution à la modélisation des transistors pour l'amplification de puissance aux fréquences microondes. développement d'un nouveau modèle électrothermique de hemt algan/gan incluant les effets pièges," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 10 Avril 2008.
- [22] J. Collantes, I. Lizarraga, A. Anakabe, and J. Jugo, "Stability verification of microwave circuits through floquet multiplier analysis," in *Circuits and Systems*,

2004. *Proceedings. The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on*, vol. 2, 6-9 Dec. 2004, pp. 997–1000vol.2.
- [23] A. A. J.M. Collantes, “Large-signal stability analysis through pole-zero identification techniques,” in *European Microwave Week, 2005, Paris. (Workshop on Practical Applications of Stability Analysis, Bifurcation and Chaos)*, 2005.
- [24] A. Anakabe, J.-M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, A. Mallet, L. Lapierre, and J.-P. Fraysse, “Analysis and elimination of parametric oscillations in monolithic power amplifiers,” in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, vol. 3, 2-7 June 2002, pp. 2181–2184.
- [25] S. MONS, “Nouvelles méthodes d’analyse de stabilité intégrées à la cao des circuits monolithiques micro-ondes non linéaires,” Ph.D. dissertation, Thèse de doctorat de l’université de Limoges, 1999.

# Conclusion générale



Le travail présenté dans ce manuscrit fait état des différentes techniques d'amélioration du rendement et de la linéarité d'amplificateurs de puissance. Une présentation succincte des filières de composants utilisés nous permet de comprendre les différents enjeux de ces conceptions. Le matériau GaN devient essentiel pour les applications de puissance microondes.

Notre travail s'est ensuite orienté vers le concept utilisé pendant la thèse, l'ET ("*Envelope Tracking*"). Pour appliquer cette technique, nous avons développé un circuit d'alimentation variable continue capable de fournir de fortes tensions et de forts courants avec une bande passante de 1MHz. Ce module a été mis en oeuvre avec succès pour un amplificateur large bande (30-500MHz). Les mesures sur ce dispositif ont montré la capacité d'adaptation de la méthode de commande dynamique de polarisation à des systèmes de fortes puissances large bande. De même, nous avons pu mettre en évidence l'indépendance du système vis à vis des formats de modulations.

A partir des enseignements tirés de cette première expérience, nous avons travaillé sur l'étude, la conception et la réalisation d'un amplificateur de fortes puissances en technologie GaN fonctionnant en bande X. La contrainte majeure était sur la conception des circuits de polarisation pour garantir une bande passante suffisante pour la commande de polarisation en conservant une bonne stabilité du système. La mise en oeuvre de différents circuits de stabilisation nous ont permis de satisfaire le cahier des charges fixé. Parallèlement à ce travail de conception, nous avons travaillé sur la mise en place d'une topologie innovante d'alimentation par commutation jamais publiée à notre connaissance. Elle a le mérite d'être simple et modulable en fonction du nombre de niveaux souhaités. Une validation à deux niveaux a permis de mettre en évidence les avantages de cette technique. La polarisation d'amplificateurs de puissance avec cette commande n'a pas encore été réalisée à ce jour mais de nouveaux prototypes permettront de valider ce système.

### Perspectives

De nombreux enseignements ont pu être tirés de ce travail de thèse. Notamment, il s'est avéré indispensable d'avoir un banc de caractérisation dynamique de transistors de puissance pour déterminer les paramètres optimum (charge, polarisations...) pour obtenir les meilleures performances de ces composants en présence de modulations numériques complexes présentant de forts facteurs crêtes.

Un travail complémentaire de conception sur l'alimentation continue variable est nécessaire pour augmenter sa bande passante. Notamment un circuit MMIC englobant

le circuit de commande et l'amplificateur pourrait être envisagé avec la collaboration de fondeurs GaN.

Le dernier point à aborder concerne le nouveau concept d'alimentation par commutation développé dans le laboratoire dans la seconde phase de ce travail de thèse. Cette topologie devra faire l'objet d'une étude plus approfondie pour bien identifier les points sensibles et maîtriser parfaitement sa mise en oeuvre. Il serait également intéressant d'optimiser les différents transistors du module de commutation pour réduire au minimum les pertes et augmenter le rendement.

## **Publications et communications relatives à ce travail**

- [1] L. Bacqué, P. Bouysse, R. Quéré, L. Lapierre, C. Poumier, W. Rebernak, “Amélioration du rendement d’un amplificateur large bande 100 Watts par une gestion dynamique de la polarisation de drain,” *15<sup>èmes</sup> Journées Nationales Microondes*, Toulouse 2007.
- [2] L. Bacqué, G. Nanfack-Nkondem, P. Bouysse, G. Neveux, W. Rebernak, C. Poumier, L. Lapierre, D. Barataud, R. Quéré., “High Efficiency and Linear Power Amplification for OFDM Signal by Combining Dynamic Bias and Digital Baseband Predistortion,” *European Microwave Week*, Amsterdam 2008.
- [3] L. Bacqué, P. Bouysse, G. Nanfack-Nkondem, W. Rebernak, C. Poumier, L. Lapierre, G. Nanfack-Nkondem, G. Neveux, D. Barataud, R. Quéré., “High Current - High Speed Dynamic Bias Control System Applied to a 100W Wideband Push-Pull Amplifier,” *IEEE Microwave transactions on Theory and Techniques*, à paraître en Décembre 2008.

## Optimisation du rendement d'amplificateurs de puissance sous contraintes de linéarité en présence de modulations numériques complexes

**Résumé :** Dans un souci de réduction de la consommation des équipements de télécommunications, les concepteurs de systèmes et de sous ensembles recherchent des solutions innovantes. Pour les modules d'émission, une grande partie de cette consommation est issue des cellules amplificatrices. Dans la littérature, de nombreuses topologies ont été décrites et testées avec plus ou moins de succès. Nous proposons, dans ce manuscrit, deux topologies différentes d'amplificateurs de puissance à polarisation auto-adaptée basées sur le principe de l' "Envelope Tracking".

L'alimentation variable conçue pour commander la polarisation d'un amplificateur 100W large bande (50-500MHz) est construite à partir de composants commerciaux en vue d'une intégration industrielle. Avec succès, nous avons démontré le caractère large bande de cette technique en présence de deux modulations numériques (16QAM & OFDM) très utilisées pour des communications civiles et militaires sans fil. Une méthodologie complète de caractérisation et de test a aussi été proposée.

Le second travail développé ici présente une nouvelle topologie d'alimentation par commutation. A partir de composants encore expérimentaux, cette alimentation a été réalisée et a montré de bons résultats validant le principe général mis en place. Cet exposé se termine par une méthodologie de conception d'amplificateurs de puissance nécessaire pour la mise au point d'une commande de polarisation efficace.

**Mots clés :** Amplification de puissance, large bande, commande dynamique de polarisation, convertisseurs DC/DC, alimentations par commutation, filières Mosfet et GaN.

## High power amplifier efficiency and linearity enhancements in presence of digital complex modulated signals

**Abstract :** This thesis deals with linearity and efficiency improvements of high power microwave and RF amplifiers.

When power amplifiers are working with envelop varying signals (such as 16QAM, OFDM...), an output power back-off (OBO) is usually applied to reach a high linearity in order to ensure signal integrity. Unfortunately, this OBO results in a very poor efficiency of the amplifier and results in a high DC power consumption and higher working temperatures.

The solution to this dilemma is to use an envelop tracking (ET) system which consists in controlling the amplifier bias point according to the input envelop power level. Such a system allows to keep a constant complex gain with high efficiency over the input power range. Two techniques for implementing this dynamic bias principle have been studied and designed in this work : the first circuit is based on a high power (up to 150W) DC-DC buck converter associated to a sigma delta modulator , the second circuit is new and based on a high speed switched power supplies system. The ET techniques are detailed and validated with two power amplifiers (a UHF-VHF 100W LDMOS Push-pull amplifier and a 10 W X band GaN amplifier). Many simulations and experimental results (EVM, ACPR , PAE) are presented and discussed. An implementation of a digital predistorsion of the bias controlled amplifier have also demonstrated significant improvements of both linearity and efficiency.

**Keywords :** High power amplifiers, wideband, Envelope Tracking, GaN technology, switching circuits, dynamic bias supply, 16QAM, OFDM.

**XLIM - UMR CNRS n°6172**

123, avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES CEDEX