

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE SCIENCES ET INGENIERIE POUR L'INFORMATION

FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES

Laboratoire XLIM Département C²S² UMR CNRS 6172

Thèse N° 36-2011

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Saad El Dine Mohamad

Le 28 septembre 2011

Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré distorsion numérique et le contrôle de polarisation

Thèse dirigée par Jean-Michel NEBUS et Guillaume NEVEUX

JURY :

Président

Monsieur Edouard NGOYA

Directeur de Recherches CNRS, Université de Limoges

Rapporteurs

Monsieur Eric BERGEAULT

Professeur Télécom Paris Tech - Paris

Monsieur Alain PEDEN

Maître de Conférences (H.D.R) Télécom Bretagne-Brest

Examineurs

Monsieur Emmanuel GATARD

Ingénieur AMCAD-ENGINEERING - Limoges

Monsieur Jean-Michel NEBUS

Professeur, Université de Limoges

Monsieur Guillaume NEVEUX

Maître de Conférences, Université de Limoges

Monsieur William REBERNAK

Ingénieur Thalès Communications - Colombes

Monsieur Patrick VAUDON

Professeur, Université de Limoges

Invités

Madame Jessica BOUVIER

Ingénieur Thalès Communications - Colombes

Monsieur Philippe BOUYSSSE

Maître de Conférences, Université de Limoges

**À mon père et ma mère
à ma tendre épouse**

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'Institut de Recherche XLIM de l'Université de Limoges, U.M.R. C.N.R.S. n°6172.

Je remercie Monsieur Raymond QUERE, Professeur à l'Université de Limoges et Directeur de XLIM, de m'avoir accueilli dans ce laboratoire, et pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe C2S2 « Composants Circuits Signaux et Systèmes Hautes-Fréquences »

Je remercie ma tendre épouse JIHAN pour son soutien et ses encouragements dans les instants les plus difficiles. Merci pour son aide et pour avoir supporté mon humeur durant cette période dense en activité, infiniment merci.

J'adresse particulièrement mes remerciements à mon directeur et codirecteur de thèse, M. Jean Michel NEBUS et Guillaume NEVEUX pour avoir accepté de me confier ce travail qui m'a permis entre autres de découvrir ses qualités aussi bien humaines que scientifiques. Ses conseils permanents, ses suggestions et surtout ses implications totales ont été des éléments essentiels pour mener à terme ce projet.

Une mention particulière s'adresse à Denis BARATAUD, Philippe BOUYASSE, leur disponibilité, leur investissement total mettant en jeu toutes leurs compétences au service de ce travail m'ont été d'une importance tout à fait unique.

Je témoigne également ma reconnaissance à Monsieur Eric BERGEAULT (Professeur Télécom Paris Tech), Monsieur Alain PEDEN (Maître de Conférences (H.D.R) Télécom Bretagne, Monsieur Emmanuel GATARD (Ingénieur AMCAD-ENGINEERING), Monsieur Edouard NGOYA (Directeur de Recherches CNRS XLIM), Monsieur William REBERNAK (Ingénieur Thalès Communications), Monsieur Patrick VAUDON (Professeur XLIM), Madame Jessica BOUVIER (Ingénieur Thalès Communications) d'avoir accepté de participer au jury de cette thèse.

Une mention particulière s'adresse également au Conseil Régional du Limousin pour avoir supporté financièrement ce travail.

Je ne terminerai pas mes remerciements sans avoir une pensée sympathique pour tous les thésards, enseignants-chercheurs et toutes les personnes que j'ai côtoyé au cours de ces trois années, et notamment les membres de l'équipe C2S2 qui savent si bien rendre agréable le cadre de travail, et tout particulièrement : Tibault REVEYRAND, Grégoire NANFACK-NKONDEM, Alaa SALEH, Christophe Quindroit, Ahmed SAJJAD. Enfin je tiens également à faire part de ma gratitude à Marie Claude pour sa gentillesse et son professionnalisme par qui j'ai pu concentrer toute mon attention sur ce travail.

Enfin, je remercie mes frères et mes soeurs pour leur soutien toutes ces années.

Je dédie cette thèse à ma chère mère et mon cher père.

Table de matières

CHAPITRE I.....	29
AMPLIFICATION DE FORTE PUISSANCE A HAUT RENDEMENT SOUS CONTRAINTE DE LINEARITE	29
I. Introduction	31
II. Spécifications des amplificateurs de puissance :.....	32
II.1. Puissances	32
II.1.1. Fonctionnement en mode CW :	32
II.1.2. Fonctionnement avec un signal modulé :	34
II.2. Rendement	37
II.2.1. Fonctionnement en mode CW :	37
II.2.2. Fonctionnement en signal modulé.....	38
II.3. Bande passante et effets dispersifs	39
II.4. Linéarité.....	42
II.4.1. Test en signal CW - Conversions AM/AM et AM/PM	42
II.4.2. Test en signal biporteuse - Critère d'intermodulation	43
II.4.3. Test avec une porteuse et son format de modulation - Critère d'ACPR	46
II.4.4. Test en multiporteuse - Critère de NPR.....	47
II.4.5. Test de dispersion des symboles démodulés - Critère d'EVM.....	48
III. Technologies utilisées pour l'amplification de forte puissance.....	49
III.1. Principales caractéristiques de ces technologies	50
III.1.1. Technologie LDMOS	50
III.1.2. Technologie PHEMT-AsGa	50
III.1.3. Technologie HEMT-GaN.....	51
III.2. Relevé bibliographique de quelques amplificateurs de forte puissance.....	51
IV. Techniques de gestion conjointe du rendement et de la linéarité :.....	57
IV.1. Technique de variation de charge	58
IV.1.1. Technique Doherty.....	58
IV.1.2. Technique de variation de charge par varactor	61
IV.2. Technique de variation de polarisation	62
IV.3. Technique d'amplification de signaux à enveloppe constante.....	67
IV.3.1. Technique dite ' polar transmitter '	68
IV.3.2. Technique LINC	70
IV.4. Prédistorsion.....	72
V. Conclusion :	77
VI. Références:	78
CHAPITRE II	83
MISE EN ŒUVRE DU BANC DE MESURE	83
I. Introduction	85
II. Description du banc de mesure	85
II.1. Synoptique général	85

II.2. Partie génération	88
II.3. Partie réception	90
II.4. Partie gestion de polarisation.....	92
II.4.1. Mesure de courant et tension en DC.....	94
II.4.2. Mesure de courant et tension de forme sinusoïdale (100KHz-5MHz).....	94
II.4.3. Mesure de courant et tension applicable à un cas de type QAM16 (100KHz-5MHz)	95
II.5. Etalonnage et vérification de la dynamique de mesure	97
II.5.1. Correction d'enveloppe de la chaîne de mesure	97
II.5.2. Mesure à vide en mode CW	98
II.5.3. Mesures en signaux modulés.....	100
II.5.3.1. Mesure AM/AM à vide.....	102
II.5.3.2. Mesure ACPR à vide	102
II.6. Synchronisation logicielle entre les enveloppes des signaux RF d'entrée et de sortie	104
II.7. Alignement temporel entre signal RF modulé et signal de polarisation.....	109
III. Conclusion.....	116
IV. Références:	120
CHAPITRE III.....	123
<i>MISE EN ŒUVRE DE LA COMBINAISON DES TECHNIQUES DE SUIVI D'ENVELOPPE ET DE PRE DISTORSION NUMERIQUE : APPLICATION A UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GAN.....</i>	<i>123</i>
I. Introduction	125
II. Présentation de l'amplificateur sous test.....	126
III. Caractérisation de l'amplificateur à polarisation fixe (Vds0=28V). 127	
III.1. Caractérisation en mode CW.....	127
III.2. Caractérisation en mode bi porteuse	129
III.3. Caractérisation avec un signal QAM16	132
IV. Pré distorsion numérique polynomiale à mémoire	136
IV.1. Généralités	136
IV.2. Principe de pré distorsion numérique polynomiale à mémoire appliquée dans ces travaux.....	138
IV.3. Détermination de la fonction de pré distorsion.....	141
IV.4. Résultats expérimentaux appliqués à l'amplificateur 10W GaN Cree à polarisation fixe égale à 28V.....	142
IV.4.1. Mesure avec des signaux Bi porteuse (100KHz et 4MHz).....	143
IV.4.2. Mesure avec des signaux QAM16 (100Ksymb/s et 4Msymb/s).....	146
V. Application de la technique de polarisation dynamique de drain	148
V.1. Recherche de la loi de commande.....	150
V.2. Application sur le banc de la technique « ET ».....	152
V.3. Résultats expérimentaux.....	153

VI. Combinaison de la technique ET et DPD.....	157
VI.1. Méthodologie suivie.....	157
VI.2. Résultats de mesures comparatifs.	158
VII. Mise en œuvre d'un filtrage de la fonction de polarisation dynamique	160
VII.1. Objectif et méthode appliquée	162
VII.2. Résultats obtenus avec un signal de type OFDM.	164
VIII. Conclusion.....	169
IX. Références	170

Table de figures

Fig 1. 1 Schéma simplifié d'un amplificateur de puissance.	32
Fig 1. 2 Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée	34
Fig 1. 3 Forme temporelle d'un signal de type bi porteuse.....	34
Fig 1. 4 Puissance d'enveloppe d'entrée instantanée	35
Fig 1. 5 Illustration du principe de fonctionnement dynamique de l'amplificateur de puissance	36
Fig 1. 6 Puissance de sortie moyenne en fonction de la puissance d'entrée moyenne	36
Fig 1. 7 Caractéristiques instantanées d'enveloppe entrée sortie.....	37
Fig 1. 8 Rendement et courant de drain DC en fonction de la puissance d'entrée en mode CW	38
Fig 1. 9 Fluctuations de courant d'alimentation de drain en fonction du temps	38
Fig 1. 10 Rendements instantané et moyen en fonction de la puissance d'entrée	39
Fig 1. 11 Illustration de la bande passante d'un amplificateur.	40
Fig 1. 12 Illustration d'ondulations de gain et de TPG	40
Fig 1. 13 Variations de gain et de TPG en fonction de la puissance en mode CW.....	41
Fig 1. 14 Illustration d'effet de mémoire BF	41
Fig 1. 15 Illustration de la conversion AM/AM et AM/PM.....	42
Fig 1. 16 Caractéristiques AM/AM et AM/PM statiques d'un amplificateur de puissance.	43
Fig 1. 17 Distorsion harmonique et d'intermodulation d'un signal comportant deux porteuses	44
Fig 1. 18 Pente des raies spectrales en fonction de la puissance d'entrée.	44
Fig 1. 19 Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal bi porteuse.....	45
Fig 1. 20 Illustration de la dissymétrie de C/I3 du aux effets de mémoire	45
Fig 1. 21 Fonctions PDF pour des formats QAM16 et OFDM.....	46
Fig 1. 22 Illustration des conditions de caractérisation de l'ACPR	46
Fig 1. 23 Mesure du Noise Power Ratio	47
Fig 1. 24 Error Vector Measurement	48
Fig 1. 25 Exemple typique de la mesure d'EVM.....	49
Fig 1. 26 Exemple typique de la mesure d'EQM.....	49
Fig 1. 27 Rendement en fonction de la puissance de sortie.	53
Fig 1. 28 Tableau des transistors GaN proposés par Nitronex.....	55
Fig 1. 29 Rendement en fonction de puissance de sortie	56
Fig 1. 30 Tableau des transistors GaN proposés par CREE.....	57
Fig 1. 31 Schéma de principe d'un amplificateur de puissance Doherty.	58

Fig 1. 32	Forme typique de la caractéristique de rendement d'un amplificateur Doherty.....	59
Fig 1. 33	Performances obtenues dans plusieurs bandes	61
Fig 1. 34	Synoptique de principe du Varactor	61
Fig 1. 35	Courant Ids en fonction de la tension V_{ds}	63
Fig 1. 36	Illustration du fonctionnement recherché par la technique d'enveloppe tracking	63
Fig 1. 37	Schéma de principe de l'Envelope Tracking	64
Fig 1. 38	Allure typique d'une loi de commande de polarisation de drain	64
Fig 1. 39	Principe de convertisseur Buck.....	65
Fig 1. 40	Principe de convertisseur Boost.....	65
Fig 1. 41	Principe de combinaison d'un convertisseur Buck et d'un amplificateur linéaire.....	66
Fig 1. 42	Principe de commutation entre deux valeurs de polarisation	67
Fig 1. 43	Schéma de principe avec un filtre passe bas de reconstruction	68
Fig 1. 44	Schéma de principe avec un filtre passe bande de sortie	69
Fig 1. 45	Schéma de principe de modulation d'enveloppe du signal micro-onde d'entrée	69
Fig 1. 46	Schéma de principe de la technique LINC	70
Fig 1. 47	Architecture de la technique LINC	71
Fig 1. 48	Illustration du principe de pré distorsion.	72
Fig 1. 49	Correction de déphasage par prédistortion	72
Fig 1. 50	Principe d'un linéariseur analogique	74
Fig 2. 1	Synoptique du banc de mesure	86
Fig 2. 2	Descriptif du signal trigger	87
Fig 2. 3	Synoptique de la structure interne du modulateur.	88
Fig 2. 4	Principales étapes de génération des signaux I/Q	89
Fig 2. 5	Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé.	90
Fig 2. 6	Synoptique simplifié de la partie RF de l'analyseur de signaux vectoriel.....	90
Fig 2. 7	Synoptique de la partie démodulation de l'analyseur de signaux vectoriel.....	91
Fig 2. 8	Circuit de sortie de l'amplificateur linéaire d'instrumentation DC-5MHz.....	92
Fig 2. 9	Voie de polarisation fermée sur 50Ω	93
Fig 2. 10	Mesures de tensions et courants sur la voie de polarisation en DC	94
Fig 2. 11	Mesures de tension et courant correspondant au module d'une sinusoïde à 100Khz	95
Fig 2. 12	Mesures de tension et courant correspondant au module d'une sinusoïde à 5 Mhz. 95	95

Fig 2. 13 Mesures de tension et courant correspondant au module d'une enveloppe de modulation de type QAM 16 à 100 Ksymb/s.....	96
Fig 2. 14 Mesures de tension et courant correspondant au module d'une enveloppe de modulation de type QAM 16 à 5 Msymb/s.....	96
Fig 2. 15 Principe de l'étalonnage du système de mesure.	97
Fig 2. 16 Illustration graphique de l'interpolation effectuée pour la correction d'enveloppe.	98
Fig 2. 17 Montage de validation de l'étalonnage.	99
Fig 2. 18 Mesure de validation de l'étalonnage en puissance.....	99
Fig 2. 19 Mesure de déphasage pour la validation de l'étalonnage.	100
Fig 2. 20 Synoptique du banc de mesure pour la caractérisation de la dynamique du banc en signal modulé.	100
Fig 2. 21 Illustration des deux méthodes de balayage de puissance des signaux.(a) balayage de l'amplitude maximale des signaux I/Q - (b) balayage du niveau de puissance de l'OL.	101
Fig 2. 22 Courbe de puissance moyenne à vide du banc de mesure.	102
Fig 2. 23 Courbe d'ACPR à vide dans le cas d'une QAM 16 à 100Ksymb/s.....	103
Fig 2. 24 Courbe d'ACPR à vide dans le cas d'une QAM 16 à 6 Msymb/s.....	104
Fig 2. 25 Exemple de modules d'enveloppes mesurées en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) avant synchronisation logicielle	105
Fig 2. 26 Exemple de diagrammes vectoriels mesurés en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) avant synchronisation logicielle	105
Fig 2. 27 Organigramme de la procédure de synchronisation logicielle.....	107
Fig 2. 28 Exemple de tracé du spectre de la fonction d'inter corrélation entre les enveloppes d'entrée et de sortie (a) module (b) argument	108
Fig 2. 29 Exemple de modules d'enveloppes mesurées en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) après synchronisation logicielle	109
Fig 2. 30 Exemple de diagrammes vectoriels mesurés en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) après synchronisation logicielle	109
Fig 2. 31 Représentation de principe d'un amplificateur avec enveloppe tracking	111
Fig 2. 32 Allure initiale de la caractéristique AM/AM dynamique d' un amplificateur avec enveloppe tracking non aligné temporellement	112
Fig 2. 33 Evolution des caractéristiques AM/AM dynamiques d'un amplificateur avec ET en fonction des différents retards temporels	112

Fig 2. 34 Evolution de l'EVM (a) et de l' ACPR (b) autour du décalage temporel optimal	113
Fig 2. 35 Illustration de la détermination du taux de dispersion de la caractéristique d'enveloppe AM/AM instantanée	113
Fig 2. 36 Organigramme de la procédure de détermination du retard optimal.....	114
Fig 2. 37 Variations d'ACPR et de rendement pour des variations fines du retard temporel autour de la valeur optimale	115
Fig 2. 38 Exemple de signaux I et Q mesurés à l'entrée d'un dispositif sous test.....	116
Fig 2. 39 Exemple de signaux I et Q mesurés à la sortie d'un dispositif sous test	117
Fig 2. 40 Formes de courant et tension mesurées sur la voie de polarisation de drain	118
Fig 3. 1 Photographies de l'amplificateur GaN CREE étudié : (a) configuration initiale ; (b) après avoir enlevé les fortes capacités du circuit de polarisation de drain.....	126
Fig 3. 2 Schéma électrique de conception de l'amplificateur CREE 10W.	126
Fig 3. 3 Configuration du banc de mesure avec translation de fréquence	127
Fig 3. 4 Courbes de puissance (a), et de gain (b) en mode CW	128
Fig 3. 5 Courbes de puissance moyenne en mode bi porteuse et CW.....	129
Fig 3. 6 Courbes de gain en puissance moyenne en mode bi porteuse et CW	130
Fig 3. 7 Courbes de rendement en puissance ajouté en mode bi porteuse et CW.....	130
Fig 3. 8 Caractéristiques d'enveloppes instantanées de la chaîne d'émission globale	131
Fig 3. 9 Caractéristiques mesurées d'inter modulation d'ordre 3	131
Fig 3. 10 Caractéristiques mesurées d'inter modulation d'ordre 5	132
Fig 3. 11 Caractéristiques de puissances moyennes pour un signal QAM 16 et CW	133
Fig 3. 12 Caractéristiques de gain en puissance moyenne pour un signal QAM 16 et CW...	133
Fig 3. 13 Caractéristiques de rendement en puissance ajouté pour un signal QAM 16 et CW	133
Fig 3. 14 Evolution du courant de drain DC en fonction du niveau de puissance RF pour un signal QAM 16 et CW.....	134
Fig 3. 15 Caractéristiques d'enveloppes instantanées de la chaîne globale	134
Fig 3. 16 Caractéristiques d'ACPR de l'amplificateur (signal QAM 16).....	135
Fig 3. 17 Caractéristiques d'EVM de l'amplificateur (signal QAM 16)	135
Fig 3. 18 Caractéristiques d'ACPR en fonction du rendement en puissance ajouté (signal QAM 16 à 4 Msymb/s).....	136
Fig 3. 19 Symbolique en enveloppe complexe d'un amplificateur	138

Fig 3. 20 Mesures de caractéristiques AM/AM et AM/PM instantanées et approximation en valeur moyenne	139
Fig 3. 21 Illustration graphique et topologie de la représentation adoptée	140
Fig 3. 22 Illustration de l'extraction du gain linéaire bas niveau	140
Fig 3. 23 Principe de la caractéristique inverse normalisée à 1 en bas niveau.....	141
Fig 3. 24 Illustration de l'association linéariseur et amplificateur	141
Fig 3. 25 Schéma du banc de mesure pour l'application de la pré distorsion numérique.....	143
Fig 3. 26 AM/AM et AM/PM avec et sans la pré distorsion polynomiale à mémoire (Biporteuse 100KHz)	143
Fig 3. 27 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec et sans la pré distorsion polynomiale à mémoire (Bi porteuse 100KHz)	144
Fig 3. 28 AM/AM et AM/PM avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (Biporteuse $\Delta F=4$ MHz)	145
Fig 3. 29 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (Bi porteuse 4MHz)	145
Fig 3. 30 AM/AM et AM/PM avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 100Ksymb/s)	146
Fig 3. 31 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 100Ksymb/s)	146
Fig 3. 32 AM/AM et AM/PM avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 4Msymb/s).....	147
Fig 3. 33 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 4Msymb/s).....	147
Fig 3. 34 Caractéristiques de puissance moyennes pour un signal QAM16 à 100Ksymb/s pour plusieurs V_{ds0}	149
Fig 3. 35 PAE instantané pour un signal QAM16 à 100Ksymb/s.....	150
Fig 3. 36 Schéma du banc pour l'extraction de la loi de commande.	150
Fig 3. 37 AM/AM instantanée pour l'extraction de la loi de commande.....	151
Fig 3. 38 Loi de commande de drain V_{ds0} en fonction du module de l'enveloppe du signal d'entrée normalisé en bande de base.....	151
Fig 3. 39 Schéma d'application de la loi de commande de drain.....	152
Fig 3. 40 PDF et loi de commande obtenue pour un signal QAM16.....	153
Fig 3. 41 Formes d'ondes temporelles mesurés	154
Fig 3. 42 AM/AM et AM/PM avec et sans ET.	154

Fig 3. 43 PAE avec et sans ET	155
Fig 3. 44 EVM et ACPR en fonction de la puissance de sortie et du rendement en puissance ajouté avec et sans ET	156
Fig 3. 45 PAE avec et sans ET	157
Fig 3. 46 Schéma du banc pour l'application de l'ET et de la DPD.	158
Fig 3. 47 AM/AM et AM/PM avec ET et DPD.	159
Fig 3. 48 Synthèse comparative en terme de PAE et d'ACPR en fonction de la puissance de sortie.....	159
Fig 3. 49 Synthèse comparative en terme d'EVM et d'ACPR en fonction de la puissance de sortie et du rendement	159
Fig 3. 50 Forme de signal avec la limitation de bande passante [13]	161
Fig 3. 51 Forme de signal avec la limitation de bande passante [14]	162
Fig 3. 52 Organigramme de principe pour la méthode de limitation de bande.....	162
Fig 3. 53 Signaux obtenus dans chaque étape de la procédure.	164
Fig 3. 54 Loi de commande obtenue pour un signal de type OFDM.....	165
Fig 3. 55 AM/AM et AMPM avec DPD et ET filtré à 1MHz et 2MHz	166
Fig 3. 56 ACPR et PAE obtenus dans les trois cas.	167
Fig 3. 57 ACPR en fonction du rendement selon la bande passante du signal de commande de polarisation.	168

Introduction générale

Introduction générale

Les progrès des systèmes de communications croissent très rapidement parallèlement à l'augmentation du nombre d'utilisateurs et de la quantité et la qualité de services associés. Cette augmentation nécessite des formats de modulations de signaux et des techniques d'accès (CDMA, OFDM) qui permettent d'obtenir une bonne efficacité d'utilisation des ressources spectrales ainsi qu'une bonne robustesse vis à vis des canaux de propagation.

Ces formats de modulation génèrent des signaux dont l'enveloppe est variable et qui peut avoir des rapports entre la puissance crête et la puissance moyenne (Peak to Average Power Ratio) très forts de l'ordre de 10 dB. Dans ces conditions, l'amplificateur de puissance de l'émetteur est très contraint par une optimisation difficile du compromis entre son rendement électrique et sa linéarité. Traditionnellement, cette contrainte conduit au sur dimensionnement de l'amplificateur vis à vis de la puissance de sortie nécessaire afin de travailler dans une zone de fonctionnement linéaire avec un fort recul de puissance ce qui se traduit par des performances en rendement très médiocres. De plus cette problématique de faible rendement énergétique liée à la contrainte de linéarité accentue le problème de gestion thermique des amplificateurs. Ainsi il apparaît clairement que le développement d'architectures d'amplificateurs visant une amélioration de rendement significative présente un intérêt majeur et on peut remarquer une tendance assez générale qui consiste à appliquer des techniques correctives de linéarisation aux architectures d'amplificateurs à haut rendement.

Il en résulte des architectures d'amplificateurs complexes avec des circuits associés de contrôle et de traitement du signal divers qui font que l'amplificateur d'émission tend à devenir un petit sous système.

Dans ce contexte, il apparaît opportun de concevoir des outils de caractérisation qui sont capables de contribuer efficacement au développement de solutions d'amplifications linéaires et à haut rendement.

C'est précisément le développement et l'exploitation d'un tel outil de caractérisation qui fait l'objet de ces travaux de thèse.

Il s'agit en fait de développer un simulateur expérimental d'un émetteur en implémentant des techniques d'amplification adaptatives. Un aspect important de cette caractérisation

fonctionnelle réside dans la capacité à mesurer et éventuellement à compenser des effets de dynamiques lentes (phénomènes de mémoire non linéaires) souvent très difficiles à modéliser.

Dans un premier chapitre, les spécifications principales des amplificateurs de puissance seront exposées. Il est également proposé dans ce chapitre une description des principales techniques de gestion conjointe du rendement et de la linéarité.

Dans un second chapitre, le développement du système de caractérisation sera détaillé. Ce banc développé avec le support de Thales Communications Colombes permet d'appliquer conjointement à un amplificateur le contrôle dynamique de polarisation et la pré distorsion numérique en bande de base pour obtenir de bonnes performances en rendement et en linéarité.

Dans un troisième chapitre, l'exploitation du système de caractérisation sera appliqué à un amplificateur GaN 10W pour deux types de signaux (QAM16 et OFDM). Ce chapitre présentera des résultats de caractérisation de l'amplificateur et une amélioration des performances obtenues en appliquant successivement une technique de contrôle de polarisation de drain et une pré distorsion numérique en bande de base. Il sera exposé également dans ce chapitre les résultats obtenus lorsque le signal de contrôle de polarisation est volontairement filtré pour diminuer sa bande passante ce qui a pour objectif d'étudier les performances que l'on peut obtenir si on envisage d'appliquer un contrôle de polarisation qui allège les contraintes en terme de couple vitesse / puissance du modulateur de polarisation. En effet dans le cadre de la conception d'un circuit modulateur de polarisation (qui n'est pas abordé dans le cadre de ces travaux de thèse) le point critique concerne le fonctionnement large bande et à fort courant.

Finalement, ce manuscrit se clôture par l'énoncé de quelques prolongations et perspectives à ces travaux de thèse.

CHAPITRE I

***AMPLIFICATION DE FORTE PUISSANCE A HAUT
RENDEMENT SOUS CONTRAINTE DE LINEARITE***

I. Introduction

Un système de communication est constitué d'une chaîne d'émission et d'une chaîne de réception. En ce qui concerne la chaîne d'émission, domaine dans lequel s'inscrivent ces travaux de thèse, l'élément critique est l'amplificateur de puissance. Ceci est dû à l'impact important de cet équipement sur le bilan global de consommation d'énergie d'une part et sur les effets de distorsions non linéaires des signaux d'autre part.

De manière conventionnelle, les deux caractéristiques essentielles d'un amplificateur que sont le rendement et la linéarité sont antagonistes. La recherche de solutions de gestion conjointe du rendement et de la linéarité des amplificateurs a constitué depuis longtemps un domaine d'étude important. Il a été particulièrement mobilisateur dans le domaine RF et microondes au cours de la dernière décennie parallèlement au développement et à l'arrivée à maturité de la technologie GaN.

Les difficultés dans ce domaine sont très fortes dès lors que les niveaux de puissance visés sont importants (plusieurs dizaines de Watts), que le taux de variation en amplitude des signaux est grand (Peak to Average Power Ratio de l'ordre de 10dB par exemple) et que le fonctionnement est requis pour de larges bandes passantes aussi bien en terme de bande passante de modulation, que de bande passante de porteuse.

Ce chapitre propose dans un premier temps un rappel des principales spécifications des amplificateurs suivi d'un aperçu des technologies de forte puissance illustré par quelques relevés bibliographiques d'amplificateurs significatifs. Enfin il est présentée une description synthétique des principales techniques de gestion conjointe du rendement et de linéarité des amplificateurs qui ont fait l'objet d'études relativement approfondies au cours des dernières années.

II. Spécifications des amplificateurs de puissance :

L'amplificateur de puissance est l'élément actif de la chaîne d'émission qui permet d'amener le signal à un niveau suffisant pour l'émission (Figure 1.1). Il est donc situé entre le modulateur et l'antenne d'émission et son rôle essentiel est de générer une puissance d'émission suffisante pour une puissance d'entrée donnée.

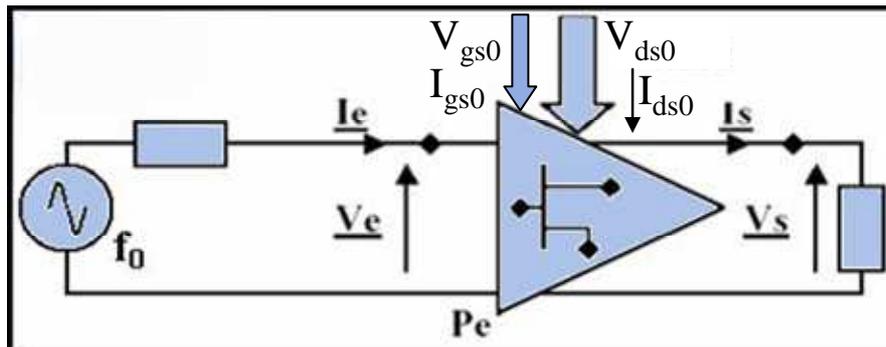


Fig 1. 1 Schéma simplifié d'un amplificateur de puissance.

L'amplificateur de puissance est généralement caractérisé dans un premier temps en régime harmonique, par l'application d'un signal sinusoïdal sur son entrée, à une fréquence f_0 correspondant à la fréquence porteuse d'utilisation. On parle alors de caractérisation quasi statique. Cette fréquence pourra être balayée afin de connaître le comportement quasi statique de l'amplificateur sur une bande de fréquence donnée.

Lorsque le signal appliqué en entrée est un signal modulé, le fonctionnement de l'amplificateur devient dynamique.

Pour chacun de ces deux cas (fonctionnements statique et dynamique), nous définissons et illustrons ci après les principaux paramètres que sont la puissance et le rendement ainsi que les critères de linéarité communément utilisés.

II.1. Puissances

II.1.1. Fonctionnement en mode CW :

Dans le cas d'une excitation de type CW 'continuous wave', on peut écrire les relations suivantes en ne considérant que les signaux à la fréquence fondamentale de fonctionnement dans la bande d'utilisation.

$$V_e(t) = V_{e1} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (1.0)$$

$$I_e(t) = I_{e1} \cdot \cos(\omega_0 t + \theta_1)$$

$$V_s(t) = V_{s1} \cdot \cos(\omega_0 t + \psi_1) \quad (1.1)$$

$$I_s(t) = I_{s1} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi_1)$$

Les puissances fournies à l'amplificateur sont :

- La puissance d'entrée à la fréquence de travail :

$$P_e = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(\tilde{V}_{e1} \cdot \tilde{I}_{e1}^*)$$

$$\tilde{I}_{e1} = I_{e1} \cdot e^{j\theta_1} \quad (1.2)$$

$$\tilde{V}_{e1} = V_{e1}$$

- La puissance DC fournie par l'alimentation :

$$P_{\text{alim}} = V_{\text{ds0}} \cdot I_{\text{ds0}} + |V_{\text{gs0}} \cdot I_{\text{gs0}}| \approx V_{\text{ds0}} \cdot I_{\text{ds0}} \quad (1.3)$$

Les puissances de sortie résultantes sont :

- La puissance de sortie à la fréquence de travail :

$$P_s = \frac{1}{2} \cdot \text{Re}(\tilde{V}_{s1} \cdot \tilde{I}_{s1}^*) \quad (1.4)$$

$$\tilde{I}_{s1} = I_{s1} \cdot e^{j\phi_1} \quad (1.5)$$

$$\tilde{V}_{s1} = V_{s1} \cdot e^{j\psi_1}$$

- La puissance dissipée par effet Joule notée P_d qui résulte du bilan de puissance suivant:

$$P_d = P_{\text{ALIM}} + P_e - P_s \quad (1.6)$$

La puissance dissipée est de la puissance perdue par effet joule. Le but est de transmettre le maximum de puissance à la charge et de minimiser cette puissance dissipée.

Lorsqu'on fait varier de manière statique la puissance d'entrée P_e , on obtient typiquement une courbe de puissance de sortie ayant l'allure indiquée figure 1 .2

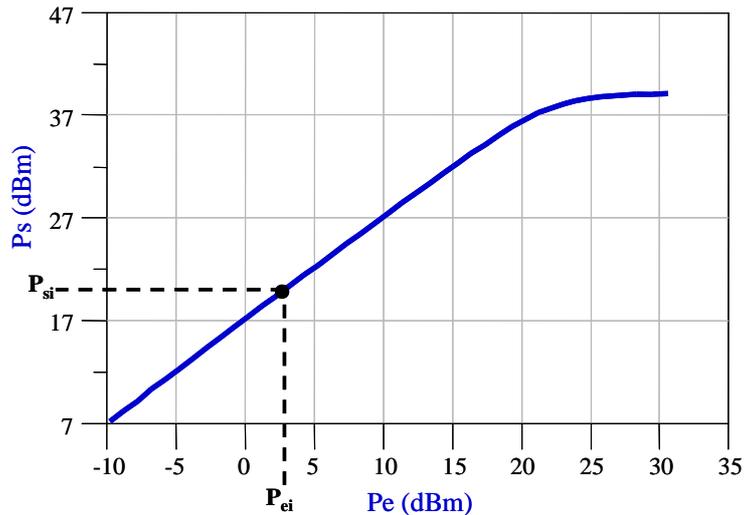


Fig 1. 2 Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

Chaque point de coordonnées (P_{ei}, P_{si}) de cette courbe correspond à un niveau d'amplitude du signal d'entrée fixe en fonction du temps.

II.1.2. Fonctionnement avec un signal modulé :

Lorsqu'un signal modulé est appliqué en entrée de l'amplificateur, le fonctionnement de celui-ci devient un fonctionnement dynamique. Pour en définir quelques notions importantes, il convient en premier lieu de préciser les caractéristiques essentielles du signal appliqué.

Considérons donc un signal RF modulé, tel que représenté dans le domaine temporel figure 1.3. Ce cas représente une excitation de type biporteuse.

$$x(t) = A \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega t) = \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_1 t) + \frac{A}{2} \cdot \cos(\omega_2 t) \quad (1.7)$$

Avec $(\Omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}) \ll (\omega = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2})$

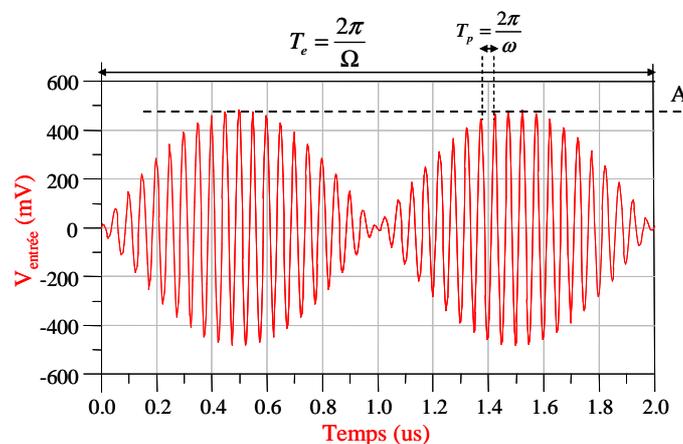


Fig 1. 3 Forme temporelle d'un signal de type bi porteuse

Selon les variations d'enveloppe, la puissance instantanée d'enveloppe P_{ei} varie d'une valeur minimale (dans le cas présent nulle $P_{ei_min}=0$) lorsque $\cos(\Omega t) = 0$ à une valeur maximale P_{ei_max} . Lorsque $\cos(\Omega t) = 1$ (Figure 1.4)

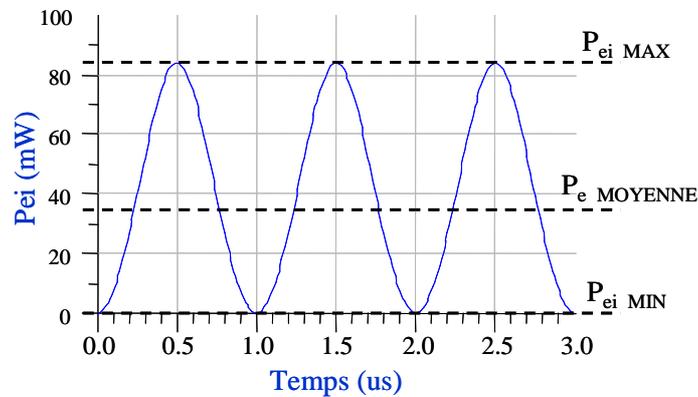


Fig 1. 4 Puissance d'enveloppe d'entrée instantanée

$$P_{ei_max} = \frac{1}{2R_0} \int_0^{T_p} (A \cdot \cos wt)^2 \cdot dt = \frac{A^2}{2R_0} \quad \text{Avec } R_0 = 50 \Omega \quad (1.8)$$

La puissance moyenne est simplement définie par la somme de la puissance moyenne des deux raies spectrales que contient le spectre du signal $x(t)$ soit

$$P_{e_moyenne} = \frac{A^2}{8R_0} + \frac{A^2}{8R_0} = \frac{A^2}{4R_0} \quad (1.9)$$

Une caractéristique majeure du signal est définie par le paramètre PAPR (pour Peak to Average Power Ratio)

$$\text{PAPR} = \frac{P_{ei_max}}{P_{e_moyenne}} \quad (1.10)$$

Dans le cas décrit ci dessus, ce paramètre vaut 2 soit 3dB en valeur logarithmique.

Si un tel signal est appliqué en entrée de l'amplificateur, ce dernier va fonctionner dynamiquement selon le graphique de principe représenté figure 1.5.

Pour une puissance moyenne donnée $P_{e_moyenne i}$ on a des variations de puissance instantanées allant de $P_{e_Min} = 0$ à $P_{e_Maxi} = P_{e_moyenne i} + \text{PAPR} = P_{e_moyenne i} + 3\text{dB}$.

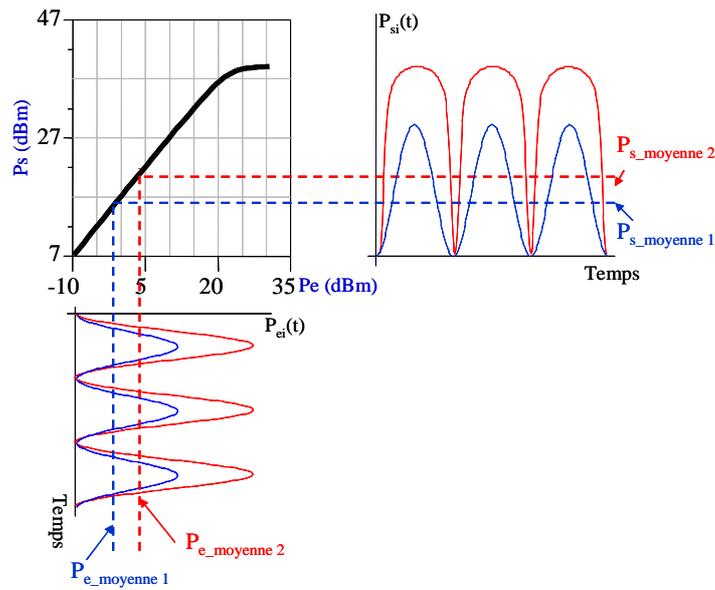


Fig 1. 5 Illustration du principe de fonctionnement dynamique de l'amplificateur de puissance
 Si on fait varier la puissance moyenne du signal d'entrée, on aura une variation de puissance moyenne du signal utile au fondamental en sortie tel que représenté figure 1.6.

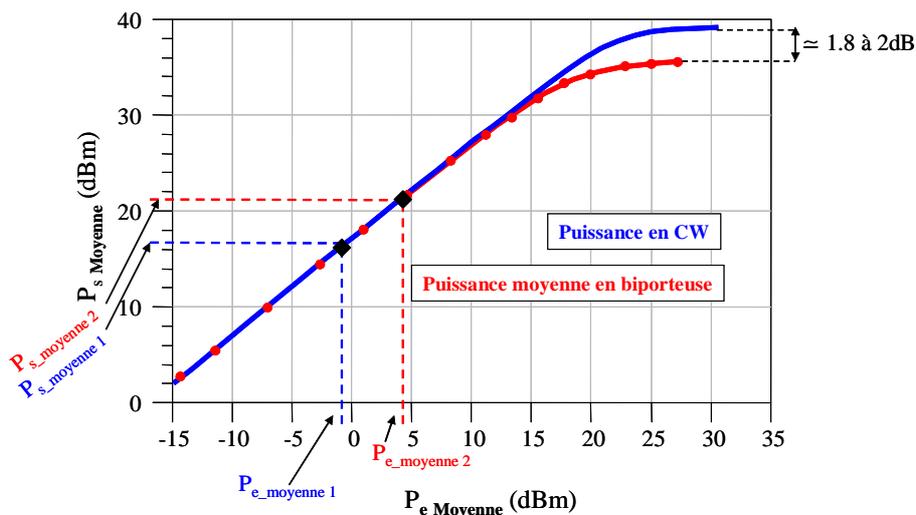


Fig 1. 6 Puissance de sortie moyenne en fonction de la puissance d'entrée moyenne

Ces notions de puissance dites moyenne et d'enveloppe instantanées illustrées précédemment sont très importantes dans le cadre général de ces travaux de thèse notamment pour bien définir les paramètres définis et tracés en abscisses et en ordonnées sur des courbes de mesure qui sont présentes dans le chapitre 3 et obtenues lorsque on exploite le banc de caractérisation décrit dans le chapitre 2.

Pour les deux cas représentés graphiquement figure 1.5 correspondant à deux signaux notés respectivement :

$$\begin{aligned} x_1(t) &= A_1 \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi) \\ x_2(t) &= A_2 \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi) \end{aligned} \quad (1.11)$$

On peut tracer les caractéristiques instantanées d'enveloppe entrée sortie tel que cela est montré figure 1.7 (représentées ici idéalement dans un cas quasi statique).

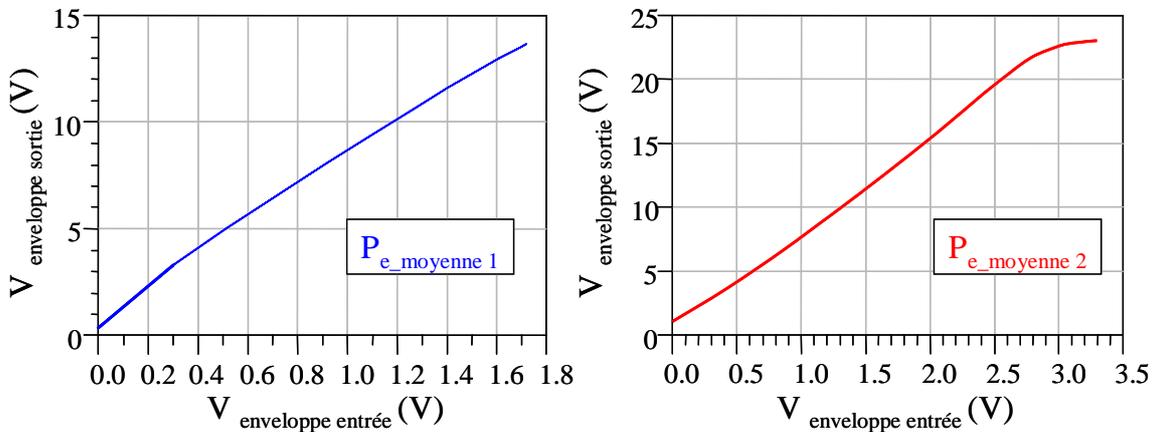


Fig 1. 7 Caractéristiques instantanées d'enveloppe entrée sortie

Ces notions de valeurs moyennes et d'enveloppe instantanées s'appliquent de la même façon au paramètre rendement comme indiqué dans le paragraphe suivant.

II.2. Rendement

II.2.1. Fonctionnement en mode CW :

Un autre point essentiel pour les amplificateurs de puissance est la consommation électrique nécessaire pour obtenir un niveau de puissance de sortie souhaité. Ce point est caractérisé par le rendement de sortie η_s défini par le rapport entre la puissance de sortie utile et la puissance fournie par les alimentations (essentiellement l'alimentation utilisée pour l'accès de sortie; drain ou collecteur).

$$\eta_s = \frac{P_s}{P_{alim}} \quad (1.12)$$

Lorsque ce paramètre est caractérisé pour un signal CW appliqué en entrée de l'amplificateur on obtient une courbe typique telle que représentée figure 1.8.

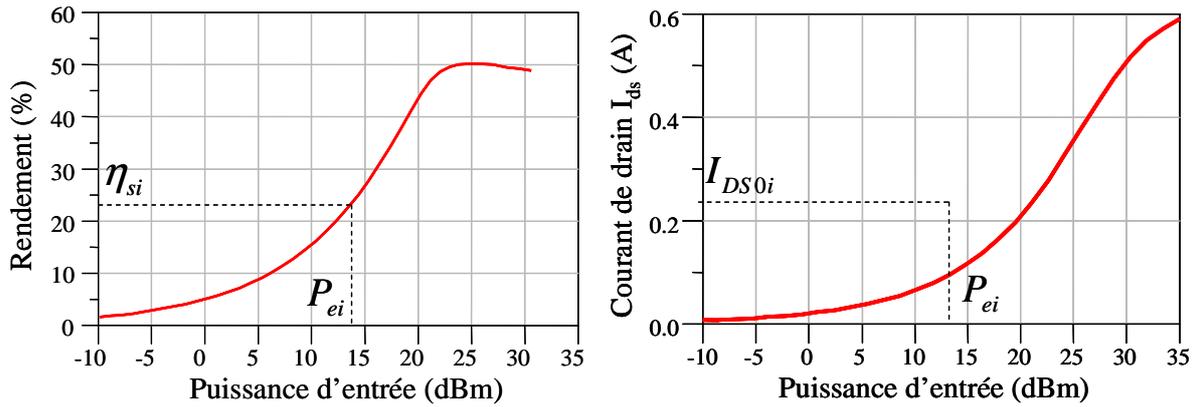


Fig 1. 8 Rendement et courant de drain DC en fonction de la puissance d'entrée en mode CW

A chaque point de puissance d'entrée P_{ei} , correspond une valeur de courant de drain continu I_{ds0i} , une consommation $P_{dci} = V_{ds0} \cdot I_{ds0i}$ et un rendement dit rendement instantané η_{si} .

$$\eta_{si} = \frac{P_{si}}{P_{dci}} \quad (1.13)$$

II.2.2. Fonctionnement en signal modulé

Lorsqu'un signal modulé (de même type que celui utilisé dans le paragraphe précédent pour illustrer les notions de puissances instantanées et moyennes) est appliqué en entrée de l'amplificateur, il correspond un rendement dit moyen qui est fonction de l'allure de la courbe de rendement instantané et de la répartition statistique des fluctuations d'enveloppe du signal considéré.

En considérant une alimentation en tension continue V_{ds0} idéale, il existe maintenant des fluctuations de courant d'alimentation $I_{ds0}(t)$ comme illustré figure 1.9.

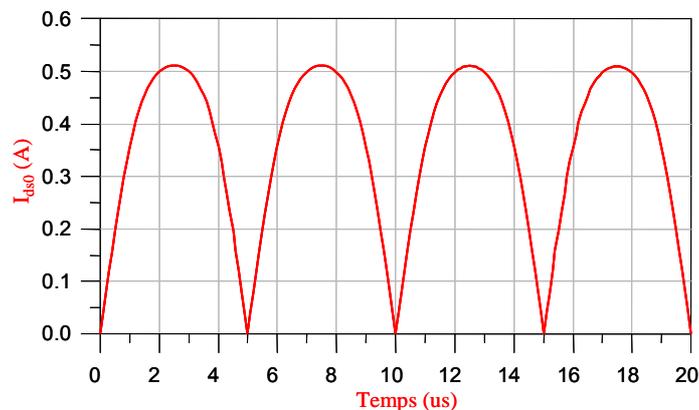


Fig 1. 9 Fluctuations de courant d'alimentation de drain en fonction du temps

La consommation et le rendement dits moyens sont alors définis par :

$$P_{dc_moyenne} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{dso} \cdot I_{dso}(t) \cdot dt \quad (1.14)$$

$$\eta_{moyen} = \frac{P_{s_moyenne}}{P_{dc_moyenne}}$$

T représente ici la périodicité d'enveloppe.

Une courbe typique de rendement moyen obtenue pour un fonctionnement en biporteuse et comparé au rendement dit instantané obtenu en CW a l'allure représentée figure 1.10

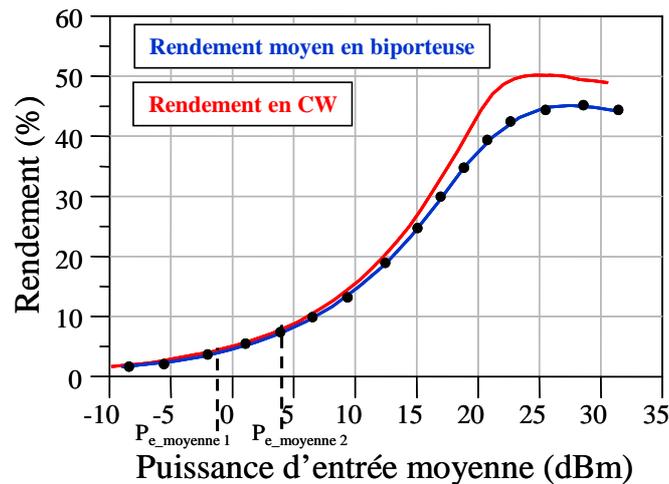


Fig 1. 10 Rendements instantané et moyen en fonction de la puissance d'entrée

Pour des applications à des fréquences élevées, le gain en puissance des composants décroît. La puissance d'entrée à fournir est plus forte pour une même puissance de sortie. Il est alors important d'utiliser la notion de puissance ajoutée, donnée par la différence entre les puissances d'entrée et de sortie. Le rendement en puissance ajoutée s'écrit:

$$\eta_{aj} = \frac{P_s - P_e}{P_{alim}} \quad (1.15)$$

Le rendement en puissance ajoutée est bien entendu toujours inférieur au rendement de sortie. Mais plus le gain est élevé, plus la valeur du rendement en puissance ajoutée est proche de celle du rendement de sortie.

II.3. Bande passante et effets dispersifs

La bande passante à -3 dB d'un amplificateur est la gamme de fréquences pour laquelle le gain en puissance de l'amplificateur est supérieur au gain maximum moins trois décibels (figure 1.11).

Cette caractéristique est déterminée avec des signaux d'excitation de type CW que l'on balaye en fréquence pour un niveau de puissance d'entrée fixe.

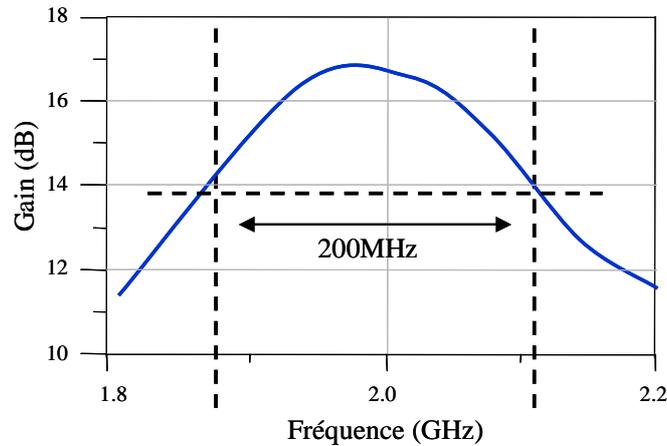


Fig 1. 11 Illustration de la bande passante d'un amplificateur.

Le profil du module du gain en fonction de la fréquence n'est jamais idéalement plat mais il présente dans la réalité des ondulations de gain. De la même façon les variations de déphasage entrée-sortie ne sont pas idéalement des variations linéaires de pente négative en fonction de la fréquence. Dans ce cas on a des ondulations de temps de propagation de groupe TPG. (Figure 1.12)

$$TPG = -\frac{1}{2\pi} \frac{d(\text{phase}(H(f)))}{df} \quad (1.16)$$

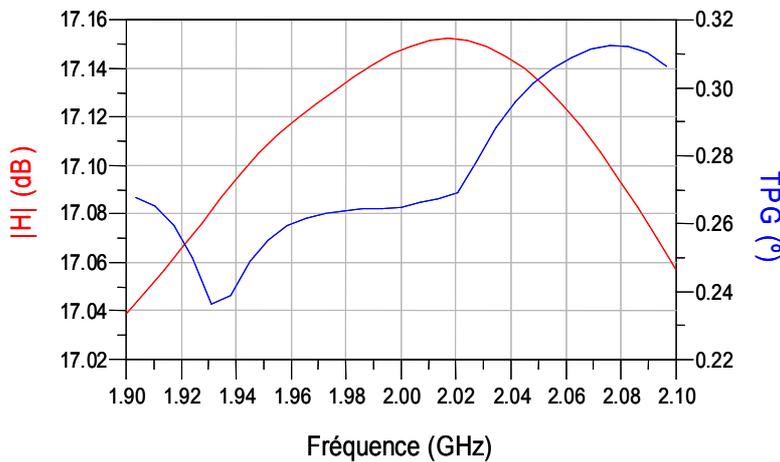


Fig 1. 12 Illustration d'ondulations de gain et de TPG

Par ailleurs ces dispersions de gain et de TPG varient avec le niveau de puissance du signal de test CW d'entrée. (Figure 1.13)

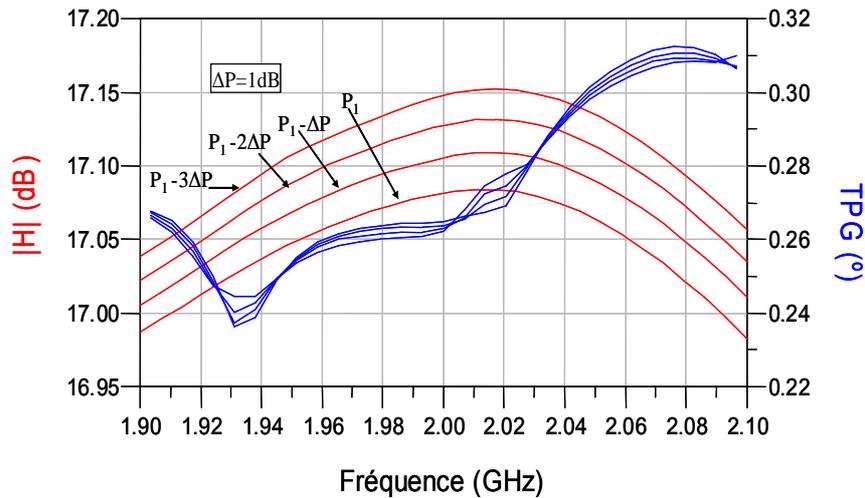


Fig 1. 13 Variations de gain et de TPG en fonction de la puissance en mode CW

A bas niveau, ces variations, si elles sont significatives, vont générer des distorsions linéaires sur un signal modulé (mémoire linéaire).

A fort niveau apparaîtra un fonctionnement complexe avec des phénomènes dits de mémoire HF qui ont des constantes de temps de l'ordre de l'inverse de la bande passante.

Parallèlement un autre phénomène complexe et majeur existe lorsque un signal modulé est appliqué en entrée de l'amplificateur. Il s'agit de la réponse non idéale et non instantanée du circuit de polarisation de l'amplificateur. Il en résulte l'existence de constantes de temps qui peuvent être longues vis à vis de l'inverse de la bande passante de l'amplificateur et qui traduisent des effets de mémoire dits basse fréquence ou mémoire long terme. On peut noter également que les phénomènes d'autoéchauffement et leurs constantes de temps associées entrent dans le cadre de ce type de mémoire basse fréquence. Ces effets de mémoire BF peuvent se traduire par un effet d'hystérésis sur la caractéristique d'enveloppe dynamique entrée /sortie de l'amplificateur comme illustré figure 1.14.

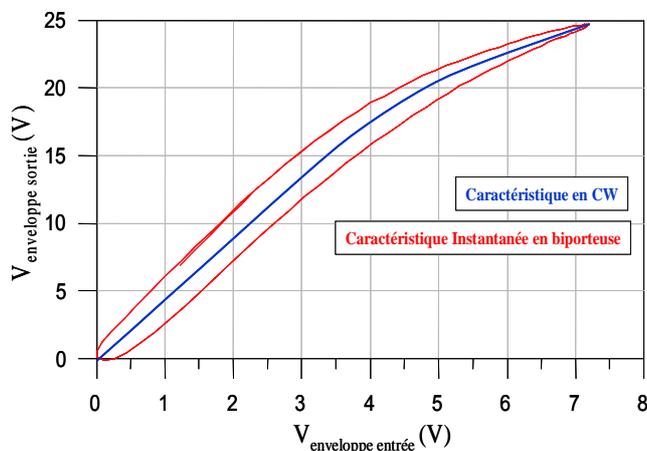


Fig 1. 14 Illustration d'effet de mémoire BF

Ventrée et Vsortie représente ici le module de l'enveloppe des signaux RF fermés sur 50 ohms.

II.4. Linéarité

Parallèlement aux caractéristiques de puissance et de rendement, les caractéristiques de linéarité des amplificateurs de puissance sont évidemment fondamentales. Les spécifications de linéarité se présentent sous diverses formes essentiellement liées aux différents types de signaux de test utilisés pour caractériser le taux de non linéarité.

Les composantes spectrales générées par un dispositif non linéaire peuvent être classées en deux catégories : celles qui sont hors bande de fonctionnement de l'amplificateur et celles qui sont dans la bande de fonctionnement.

Les distorsions qui tombent dans la bande de fonctionnement ne peuvent pas être filtrées. C'est pour ces distorsions que sont définis les critères de non linéarité ci après.

II.4.1. Test en signal CW - Conversions AM/AM et AM/PM

Un amplificateur linéaire idéal supposé adapté 50 Ω génère un signal de sortie proportionnel au signal d'entrée avec un retard temporel pur.

$$V_s(t) = a_1 \times V_e(t-\tau) \quad (1.17)$$

Où a_1 est le gain en tension sur 50 Ω de l'amplificateur.

À faible niveau, le gain de l'amplificateur (défini ici comme un gain en tension sur 50 Ω) est constant aussi bien en module qu'en phase : (fonctionnement linéaire). Cependant, à fort niveau, la composante à la fréquence fondamentale du signal de sortie n'augmente plus proportionnellement à l'amplitude du signal d'entrée. De plus il apparaît un déphasage entrée-sortie qui ne reste plus constant vis à vis de la variation d'amplitude du signal d'entrée. Ces deux effets portent le nom de conversions d'amplitude AM/AM et de phase AM/PM. (Figure 1.15)

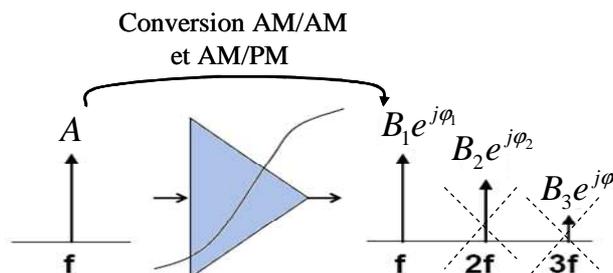


Fig 1. 15 Illustration de la conversion AM/AM et AM/PM

Les sources de courants contrôlées (non linéarités conductives) des transistors constituant sont les principales responsables des conversions non linéaires AM/AM. Les capacités non linéaires (non linéarités réactives) des transistors sont responsables des conversions non linéaires AM/PM.

La figure 1.16 illustre ces conversions non linéaires par des courbes de gain et de déphasage entrée/sortie à la fréquence fondamentale f_0 pour un signal d'excitation d'entrée CW:

$$V_e(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t) \quad \text{dont on fait varier la puissance d'entrée. } P_e = \frac{1}{2} \cdot \frac{A^2}{50}$$

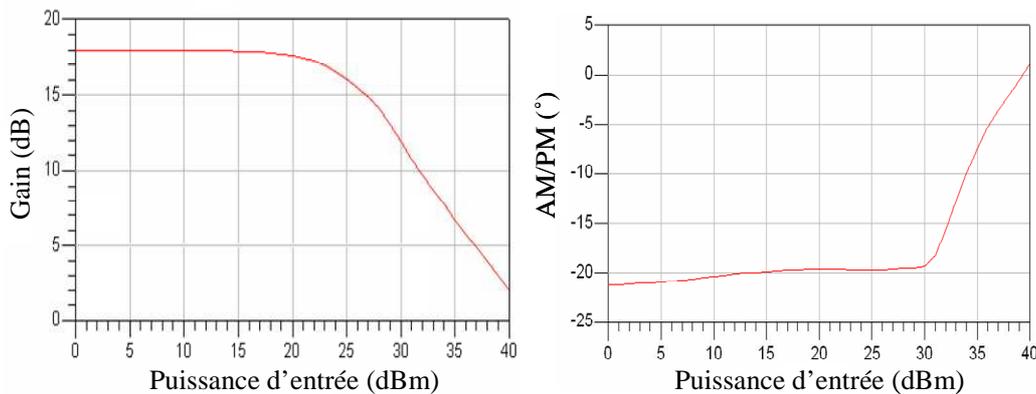


Fig 1. 16 Caractéristiques AM/AM et AM/PM statiques d'un amplificateur de puissance.

La déviation des courbes AM/AM et AM/PM à fort niveau de puissance d'entrée permet de visualiser la zone de fonctionnement non linéaire de l'amplificateur. Les caractéristiques en puissance et rendement sont quant à elles maximales à fort niveau, ce qui nous indique clairement l'antagonisme existant entre performances en rendement et linéarité.

II.4.2. Test en signal biporteuse - Critère d'intermodulation

Dans le cas d'une non-linéarité idéale, statique, sans AM/PM, et en négligeant le retard de transfert, la relation entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur peut s'écrire comme une série polynomiale:

$$V_s(t) = a_1 \times V_e(t) + a_2 \times V_e^2(t) + a_3 \times V_e^3(t) + \dots \quad (1.18)$$

Lorsque le signal d'entrée est composé de la somme de deux porteuses CW de fréquences proches soit :

$$V_e(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t) \quad (1.19)$$

Le spectre du signal représentatif en sortie de la non linéarité est montré figure 1 .17.

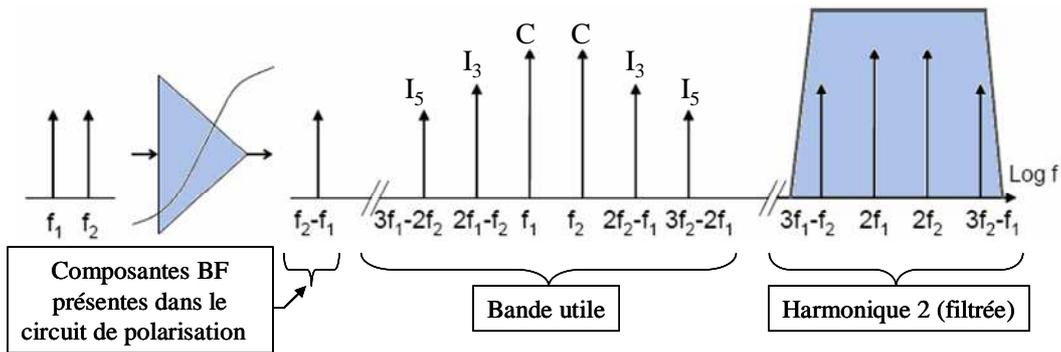


Fig 1. 17 Distorsion harmonique et d'intermodulation d'un signal comportant deux porteuses

Les produits d'inter modulation (I_n) retombant dans la bande utile sont respectivement notés I_3, I_5 .

Les critères qualitatifs de linéarité de l'amplificateur sont définis en terme de rapports notés C/I_n entre la puissance de la raie spectrale correspondant à une porteuse utile (de fréquence f_1 ou f_2) et la puissance de la raie spectrale correspondant à un produit d'intermodulation de fréquence $pf_1 + qf_2$ avec la relation

$$|p| + |q| = n = 3; 5; 7 \dots$$

En premier lieu on spécifie le rapport C/I_3 (Carrier to Inter modulation Ratio d'ordre 3) qui est défini comme étant le rapport entre les puissances de la raie à la fréquence f_1 ou f_2 et de la raie d'inter modulation respectivement à la fréquence $2f_1 - f_2$ ou $2f_2 - f_1$. Dans la zone de fonctionnement avec un fort recul de puissance les pentes de variation des composantes d'intermodulation d'ordres 3 et 5, sont respectivement 3 dB/dB et 5dB/dB comme illustré figure 1.18

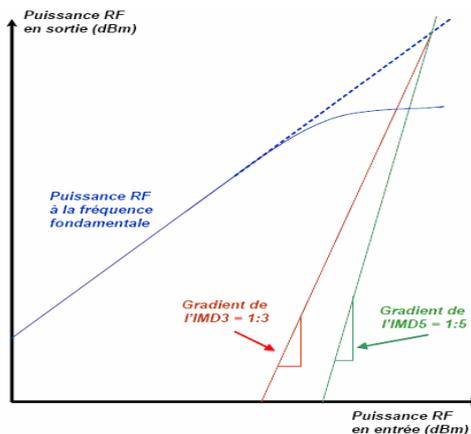


Fig 1. 18 Pente des raies spectrales en fonction de la puissance d'entrée.

Le test avec deux porteuses est une méthode simple à mettre en œuvre pour évaluer la linéarité d'un amplificateur. La particularité d'un test à deux porteuses est de faire varier

l'enveloppe du signal RF de manière sinusoïdale à une fréquence égale à la moitié de la différence de fréquence entre les deux porteuses.

On a en effet l'équivalence suivante par la trigonométrie :

$$V_e(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t) + A \cdot \cos(\omega_2 t) = 2 \cdot A \cdot \cos(\Omega t) \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (1.20)$$

$$\Omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2} ; \omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} ; \Delta F = \frac{\Omega}{2\pi}$$

Et une représentation temporelle du signal biporteuse comme indiqué figure 1.19.

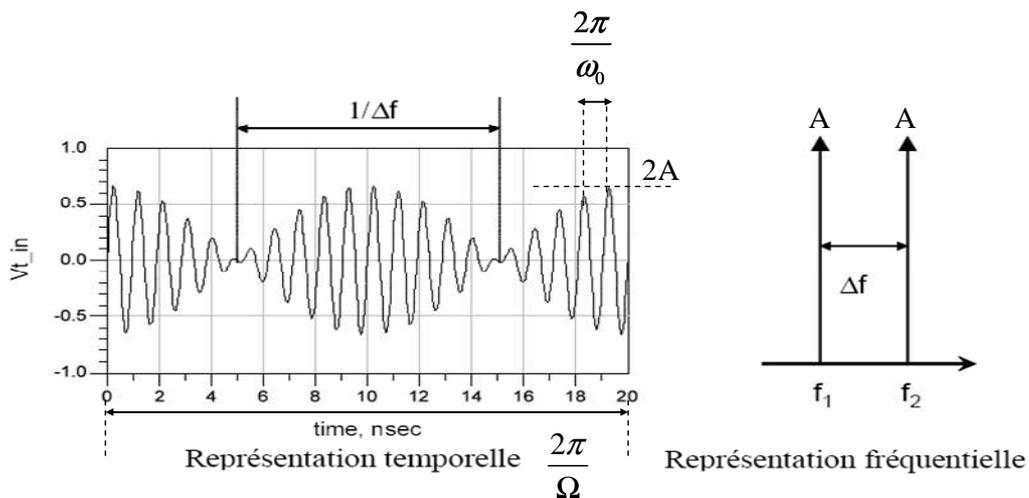


Fig 1. 19 Représentation temporelle et fréquentielle d'un signal bi porteuse.

Il s'agit d'un test relativement sévère pour l'amplificateur. La présence d'effets mémoire d'origine thermique ou dus à des impédances BF non nulles aux accès de polarisation se traduit généralement par une dissymétrie des rapports d'intermodulation inférieur et supérieur comme illustré figure 1.20. Généralement cette dissymétrie varie avec le niveau de puissance et avec l'écart de fréquence Δf .

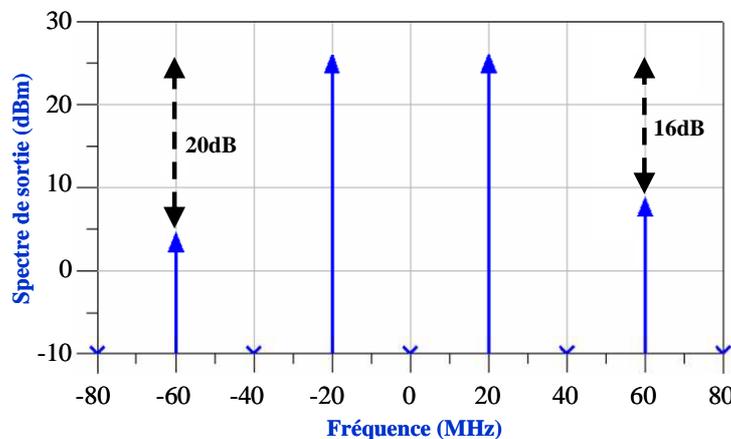


Fig 1. 20 Illustration de la dissymétrie de C/I3 du aux effets de mémoire

II.4.3. Test avec une porteuse et son format de modulation - Critère d'ACPR

Lorsqu'une porteuse avec un format de modulation est appliquée à l'entrée de l'amplificateur le phénomène de distorsion est le même que celui illustré précédemment pour une biporteuse. La mesure du taux de non linéarité conduira à un paramètre différent de C/I_n car la distribution statistique du module de l'enveloppe de modulation est différente selon les signaux. Par conséquent le pourcentage du temps pendant lequel l'amplificateur travaille dans sa zone de fonctionnement non linéaire est différent.

Les fonctions de densité de probabilité pour des formats de modulation de type QAM16, OFDM et biporteuse sont montrées Figure 1.21.

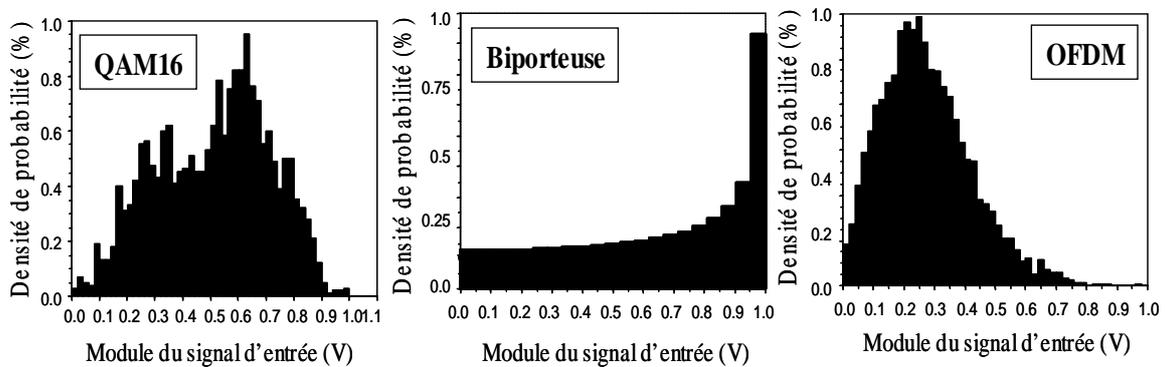


Fig 1. 21 Fonctions PDF pour des formats QAM16 et OFDM

L'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio) est défini comme le rapport entre la puissance moyenne contenue dans une bande fréquentielle B_0 (bande fréquentielle du signal d'entrée) et la puissance moyenne contenue dans une bande fréquentielle B_1 de même largeur que B_0 mais centrée autour d'un offset de fréquence Δf correspondant à l'écart de fréquence avec le canal dit adjacent. Le principe de cette mesure est illustré sur la figure 1.22.

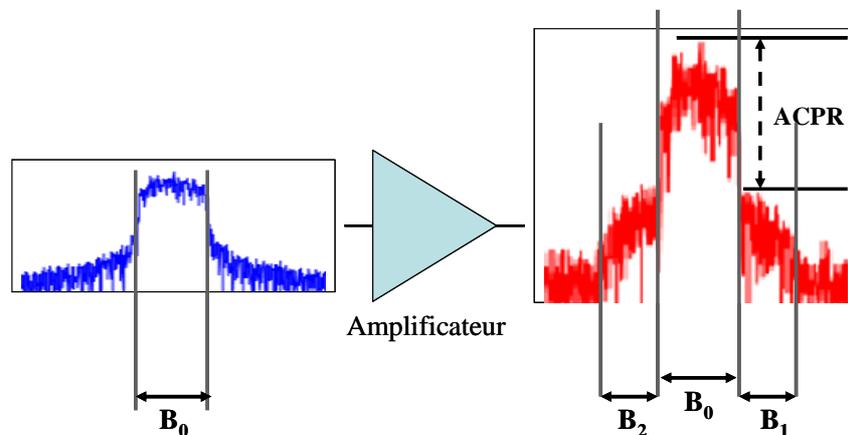


Fig 1. 22 Illustration des conditions de caractérisation de l'ACPR

L'expression de ce critère de linéarité est la suivante:

$$ACPR_{dB} = \left(\frac{2 * \int_{B0} P_s(f).df}{\int_{B1} P_s(f).df + \int_{B2} P_s(f).df} \right) \quad (1.21)$$

II.4.4. Test en multiporteuse - Critère de NPR

Pour un amplificateur destiné à amplifier un multiplex fréquentiel de porteuses modulées de largeur totale B , le NPR (Noise power ratio) est une mesure beaucoup plus appropriée pour spécifier la linéarité.

En effet la sommation des porteuses modulées d'un multiplex qui sont indépendantes s'apparente à un bruit blanc gaussien bande étroite. Le signal de test représentatif des caractéristiques de linéarité de l'amplificateur pourra ainsi être un bruit blanc gaussien filtré dont on a réjecté une petite bande de fréquence de largeur b_{trou} pour permettre la mesure du bruit d'intermodulation généré dans cette bande en sortie de l'amplificateur comme illustré figure 1.23.

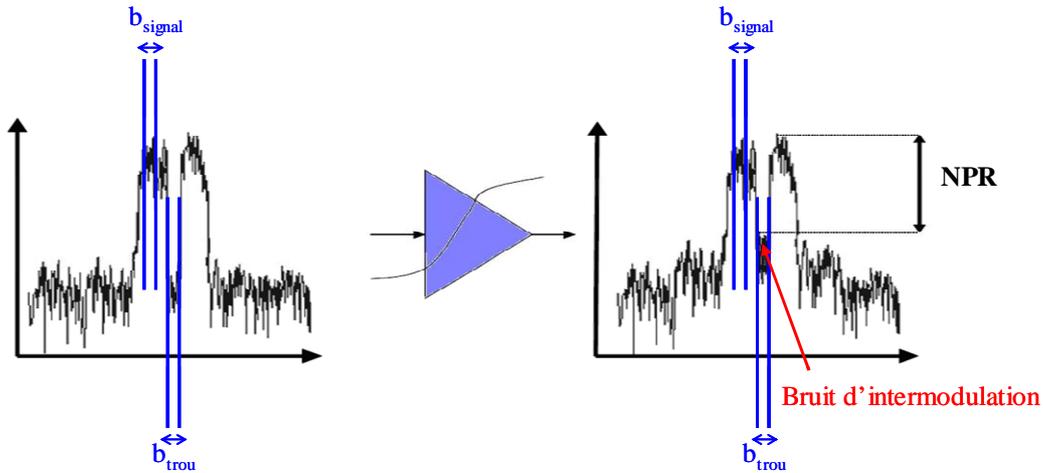


Fig 1. 23 Mesure du Noise Power Ratio

Le NPR est défini comme le rapport entre la puissance du signal de sortie utile amplifié dans une largeur de bande b et la puissance du bruit d'intermodulation en sortie remplissant partiellement la bande de fréquence largeur $b_{\text{trou}} = b_{\text{signal}}$ initialement rejetée [1].

$$NPR_{dB} = 10 * \log \left(\frac{\int_{b_Signal} P_s(f).df}{\int_{b_Trou} P_s(f).df} \frac{BW_{Signal}}{BW_{trou}} \right) \quad (1.22)$$

II.4.5. Test de dispersion des symboles démodulés - Critère d'EVM

L'EVM (Error Vector Measurement) représente la différence entre le symbole démodulé réel après transmission et le symbole tel qu'il aurait du être si le système était parfaitement linéaire et sans dispersion. Cette mesure permet d'obtenir des informations sur l'erreur de phase et de module du signal reçu aux instants de décision [2]. La figure 1.24 représente la définition de l'EVM pour un signal modulé par deux signaux en bande de base I et Q.

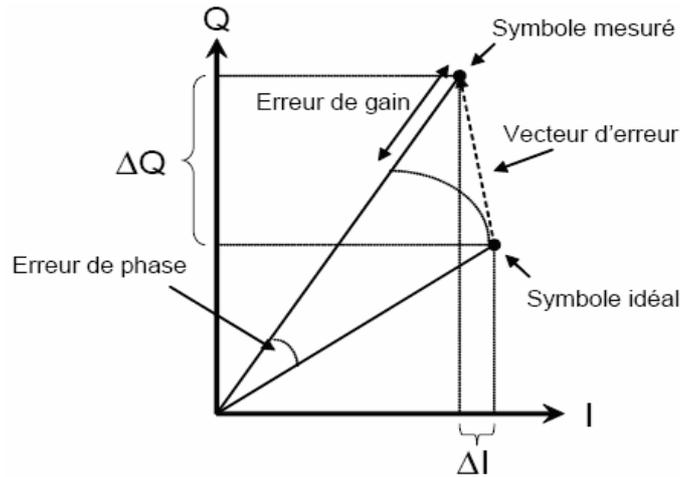


Fig 1. 24 Error Vector Measurement

L'EVM représente le module du vecteur d'erreur.

$$\text{erreur de Module} = \frac{1}{N} \sum_k \sqrt{I_{k_mesure}^2 + Q_{k_mesure}^2} - \sqrt{I_{k_ideal}^2 + Q_{k_ideal}^2} \quad (1.23)$$

Avec N égal à K_{max}

$$\text{erreur de phase} = \arctan\left(\frac{Q_{mesure}}{I_{mesure}}\right) - \arctan\left(\frac{Q_{ideal}}{I_{ideal}}\right) \quad (1.24)$$

$$\text{EVM} = \sqrt{(I_{mesure} - I_{ideal})^2 + (Q_{mesure} - Q_{ideal})^2} \quad (1.25)$$

Ce critère est essentiellement utilisé en traitement du signal pour caractériser l'ensemble d'une chaîne de modulation/démodulation. Une allure typique d'EVM est présentée figure 1.25.

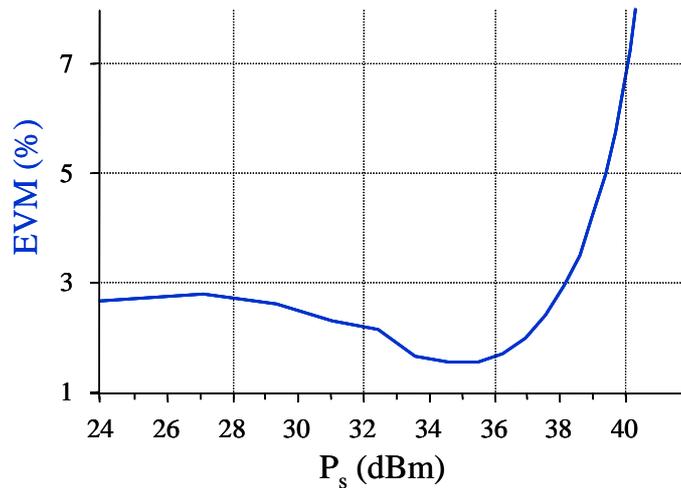


Fig 1. 25 Exemple typique de la mesure d'EVM

Pour quantifier globalement l'erreur commise sur la totalité de la trame temporelle d'enveloppe transmise et pas seulement aux instants de décision on utilise le critère d'EQM pour Erreur Quadratique Moyenne. Ce critère est défini par la relation suivante :

$$EQM (dB) = 10 \cdot \log_{10} \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^K |y_{sortie}(k) - x_{entrée}(k)|^2}{\sum_{k=0}^K |y_{sortie}(k)|^2}} \quad (1.26)$$

Un exemple d'allure typique est donné figure 1.26.

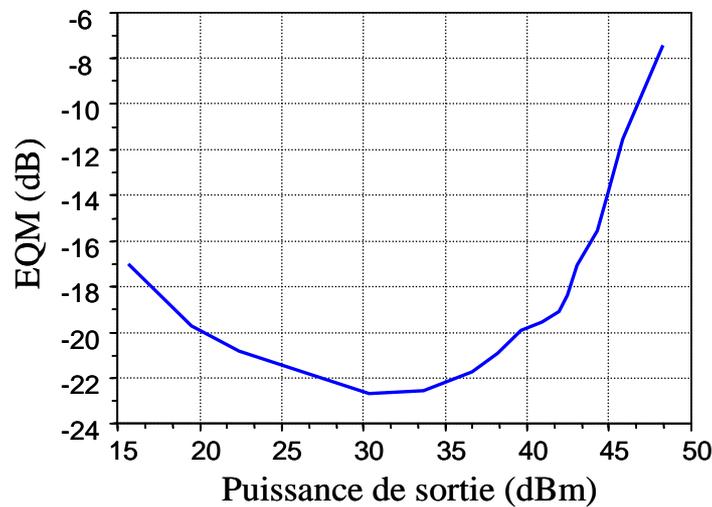


Fig 1. 26 Exemple typique de la mesure d'EQM

III. Technologies utilisées pour l'amplification de forte puissance

III.1. Principales caractéristiques de ces technologies

III.1.1. Technologie LDMOS

La technologie LDMOS (Laterally diffused Metal Oxyde Semiconductor), est très largement utilisée pour la conception d'amplificateurs de forte puissance pour des fréquences de fonctionnement comprises entre 900MHz et 3GHz environ. Cette technologie a commencé à être largement déployée au début des années 1990. Elle a régulièrement évolué pour répondre aux besoins toujours plus exigeants du marché des infrastructures cellulaires avec l'accroissement des performances en rendement, gain, puissance et fréquence [3].

Les atouts majeurs de cette technologie résident dans sa grande robustesse et fiabilité, sa maturité, son faible coût et son fonctionnement avec des tensions positives.

Son principal handicap tiend à ses limitations en fréquence (de l'ordre de 3 GHz) qui est essentiellement lié à la mobilité moyenne du Silicium de l'ordre de $(1350 \text{ Cm}^2 \times \text{V}^{-1} \times \text{s}^{-1})$.

III.1.2. Technologie PHEMT-AsGa

Le transistor PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor) est un transistor à effet de champ où le canal est formé d'une jonction entre deux matériaux de bandes interdites différentes. Ceci a pour effet de créer un canal à faible résistance et à très forte mobilité électronique de l'ordre de $6000 \text{ Cm}^2 \times \text{V}^{-1} \times \text{s}^{-1}$. Cela lui confère d'excellentes performances en gain, en fréquence et en rendement. Une tension de polarisation de grille négative est requise pour fonctionner en déplétion.

Le transistor PHEMT AsGa est à l'heure actuelle un composant majeur pour la conception d'amplificateurs de puissance aux hautes fréquences du domaine micro-onde. (Bandes X et Ku par exemple). Durant ces dernières années, les tensions d'avalanche ont été fortement augmentées, permettant ainsi de polariser ces transistors à des tensions de drain importantes de l'ordre de 28V [4]. Un handicap de cette technologie concerne la mauvaise conductivité thermique de L'AsGa qui vaut $0.5 \text{ W} \times \text{cm}^{-1} \times \text{K}^{-1}$ comparativement à la valeur pour le Silicium $1.5 \text{ W} \times \text{cm}^{-1} \times \text{K}^{-1}$. Un autre inconvénient lié à l'utilisation de l'AsGa est son coût plus élevé que celui du silicium.

III.1.3. Technologie HEMT-GaN

Dans les années 90, sous l'impulsion de groupes japonais, des progrès énormes furent réalisés sur la synthèse des nitrures de gallium. Ces progrès rapides ont stimulé un effort extraordinaire dans le monde entier sur ce thème et ont porté ces matériaux à un degré de maturité suffisant pour une industrialisation de masse dans le domaine des diodes électroluminescentes. Il fallut attendre la fin des années 90 pour trouver les premiers résultats convaincants en compromis puissance/fréquence.

La mobilité des électrons dans le canal est de l'ordre de $(1500 \text{ Cm}^2 \times \text{V}^{-1} \times \text{s}^{-1})$. Le matériau grand gap permet un fonctionnement à haute température et avec des tensions de claquage très élevées ($> 100\text{V}$). La fabrication de HEMTs GaN se fait sur substrats Si ou SiC. Dans le second cas on bénéficie de l'excellente conductivité thermique du SiC $4.9 \text{ W} \times \text{cm}^{-1} \times \text{K}^{-1}$. Cependant les étapes technologiques de réalisation de transistors GaN introduisent encore aujourd'hui une quantité non négligeable d'impuretés ou de défauts dans le réseau cristallin et en surface qui dégradent les performances des transistors. Ces impuretés génèrent des états énergétiques qui peuvent être occupés par des porteurs dans la bande interdite du matériau semi-conducteur. Ces porteurs sont alors retenus pendant un temps t dans ces niveaux d'énergie, et ne peuvent pas participer à la conduction; c'est pour cette raison qu'on les appelle des pièges. Ces phénomènes sont souvent à l'origine de chutes de performances RF.

L'utilisation de matériaux à grande largeur de bande interdite comme le GaN a généré au cours de la dernière décennie et encore actuellement beaucoup d'activités de recherche et développement dans le domaine de l'amplification microonde de forte puissance à haut rendement. Sa haute tension de polarisation de drain 50V voir même 65 V facilite l'adaptation de charge sur 50 ohms . Ceci permet de réduire les pertes des circuits d'adaptation de sortie qui demeurent un facteur majeur dans l'obtention de performances à forte puissance et à haut rendement.

III.2. Relevé bibliographique de quelques amplificateurs de forte puissance

Au cours de ces dernières années, de nombreux amplificateurs de forte puissance conçus dans les technologies brièvement décrites précédemment ont été rapportés dans la littérature. La validation des performances des technologies de semi conducteurs de puissance est

actuellement très souvent démontrée au travers de réalisations d'architectures d'amplificateurs de puissance à haut rendement avec des contraintes de linéarité.

Nous donnons ci après quelques exemples significatifs mais non exhaustifs qui ont fait l'objet de publications récentes.

Technologie Si

Concernant l'utilisation de la technologie LDMOS de Freescale, on peut relever un exemple d'amplificateur délivrant une puissance de 70W en mode CW dans la bande 2.01-2.025GHz et pour un fonctionnement à 3 dB de compression de gain [5]. Pour obtenir de très bonnes performances en rendement avec du recul de puissance, l'amplificateur utilise la technique Doherty que nous décrirons dans un prochain paragraphe. Dans le cas présent, le transistor principal et le transistor auxiliaire qui constituent l'architecture Doherty sont sur la même puce et encapsulés dans le même boîtier. L'application est l'émission dans les stations de base de radio communications. L'amplificateur a 30,2 dB de gain, 35,4% de rendement en puissance ajouté et -32,5 dBc d'ACPR, pour un recul de puissance de 8,5 dB par rapport au point de compression de 3 dB. Ces performances sont obtenues pour un signal de type CDMA ayant un PAR de 7.1 dB.

A l'heure actuelle, les composants LDMOS proposés par Freescale pour couvrir la bande jusqu'à 2200MHz ont des tensions d'alimentation comprises entre 26V et 28V, des puissances évoluant jusqu'à 120W et un gain de l'ordre de 10 à 15 dB [6]. Par exemple deux composants "MW7IC18100N" qui fonctionnent entre 1805 et 2050 MHz, sont utilisés pour réaliser un amplificateur Doherty en bande L dans [7]. Une puissance de sortie de 250W est atteinte à 3 dB de compression. Le rendement en puissance ajoutée est de 48% pour un signal à une porteuse de type GSM Edge.

Infineon montre dans [8] un amplificateur de puissance 15W, basé sur l'utilisation d'un LDMOS polarisé à $V_{ds0}=50V$ qui donne un rendement en puissance ajouté de 75% à 1GHz. Le rendement est maximisé grâce à un réglage approprié des impédances de fermeture au fondamental et à la deuxième harmonique.

On peut noter l'exemple du transistor BLF878 de NXP (configuration push pull) qui peut fournir 400 W sur la bande UHF complète de 470 MHz à 860 MHz. Ce transistor a été utilisé

dans [9] pour réaliser un amplificateur avec contrôle de polarisation (technique d'enveloppe tracking) dont le principe sera décrit dans un prochain paragraphe.

Enfin dans [10] on peut noter la présentation d'un composant LDMOS de classe 250W intégrant une pré adaptation d'impédance de charge à l'harmonique 2 pour obtenir un comportement en classe F inverse (haute impédance de charge à l'harmonique 2) propice à l'amélioration des performances en rendement . Pour des fréquences de fonctionnement fondamentales autour de 940 Mhz en mode CW, de très bonnes performances en rendement maximal (>60%) sont atteintes pour des tensions de polarisation de drain variant de 7V à 28V. L'allure des courbes de rendement sont montrées figure 1.27. Ce type de composant est bien prédisposé pour être utilisé dans une architecture d'amplificateur intégrant un contrôle de polarisation.

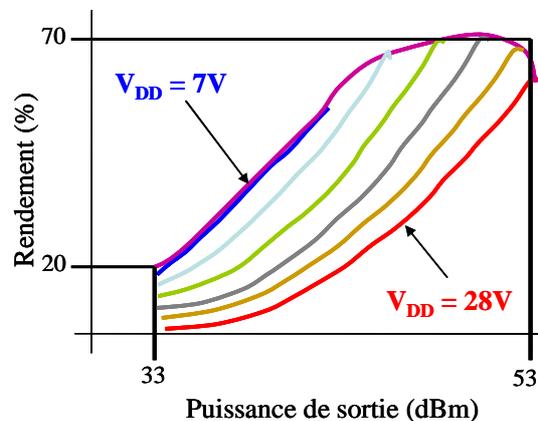


Fig 1. 27 Rendement en fonction de la puissance de sortie.

Technologie AsGa

En ce qui concerne la technologie AsGa, Fujitsu montre dans [5] un amplificateur de 300W à 2.15 GHz avec une bande de fréquence de l'ordre de 260 Mhz. comprenant deux composants de 150 W en configuration push pull. Pour cela, une association multi étages de transistors connectés par des lignes quart d'onde est faite sur substrat à forte constante diélectrique. Le gain linéaire est de 11dB, le rendement maximal est de 35%. Une valeur d'ACPR de -35dBc est obtenue pour une puissance de sortie de 50W et un rendement de 25%. Dans [11] un transistor de technologie PHEMT AsGa de Selex Sistemi est utilisé pour la fabrication d'un amplificateur de puissance MMIC polarisé à $V_d = 10V$ et fournissant une puissance de 20W à 4 dB de compression de gain dans la bande de fréquence 2.4-3.6GHz. Le rendement en

puissance ajoutée est de 28%. La particularité ici est un fonctionnement à polarisation de grille égale à 0V qui simplifie la conception du circuit de polarisation.

En technologie AsGa on trouve également des transistors bipolaires à hétérojonction et à haute tension (HV HBT pour) High Voltage HBT. Cette technologie proposée par exemple par Triquint est utilisée dans [12] dans un amplificateur avec contrôle de polarisation de drain. Dans cet exemple, une puissance de sortie moyenne de 38.2W est obtenue à une fréquence de 2.14GHz. La tension de polarisation de collecteur des transistors est de 28V.

On peut noter enfin dans [13], l'exemple d'un amplificateur de puissance Doherty 300W en bande L/S utilisant la technologie de transistor à effet de champ GaAs (HFET) de la société NEC. Cet amplificateur utilise deux transistors de 150W polarisés à 28V. Le fonctionnement à haute tension est obtenu grâce à l'utilisation de plaques de champ (field plate) pour la réalisation des transistors. Les résultats obtenus en utilisant deux porteuses W-CDMA à 2.135 et 2.145 GHz montrent un faible C/I3 de -37 dBc avec un rendement de drain de 42% à une puissance de sortie de 79.4W autour de 6dB de backoff. Les bonnes performances en linéarité sont obtenues en optimisant les variations d'impédances de charge des transistors principaux et auxiliaires caractéristiques d'une architecture Doherty en fonction des variations de puissance d'entrée.

Technologie GaN

Concernant la technologie GaN on peut relever dans [14] un amplificateur de puissance 100W en bande C proposé par Mitsubishi avec un rendement de sortie de 68% entre 3.7 GHz et 4.2 GHz destiné à des applications spatiales. La performance en rendement est obtenue en optimisant les impédances de source et de charge à l'harmonique 2. La tension de polarisation de drain est de 40 V.

Un transistor en technologie GaN utilisé dans [15] pour la fabrication d'un amplificateur de puissance MMIC en bande X, a fournit un rendement en puissance ajoutée de 52% pour une puissance de sortie de 43W, et un rendement en puissance ajoutée supérieur à 40% dans une bande de fréquence supérieur à 2GHz autour de 10GHz.

RFMD montre dans [16] des amplificateurs à deux étages fonctionnant en bande S (2,2 GHz à 2,8 GHz et 2,8 GHz à 3,2 GHz) avec des performances en rendement en puissance ajouté variant entre 42% et 51% pour une puissance de sortie crête variant entre 83W et 105W sur

une bande passante de 24% . Les gains petits signaux sont compris entre 21dB et 24dB. La conception intègre des réseaux d'adaptation et des réseaux de découplage de polarisation dans un boîtier très compact (8 mm * 8 mm).

Un amplificateur de puissance 120W est montré dans [17] en utilisant le composant GaN TGI1414-50L de Toshiba [18]. Un rendement en puissance ajouté de 10% est obtenu entre 14 et 14.5GHz avec un gain linéaire de 27 dB. L'amplificateur est constitué de deux étages. Le combineur de puissance des 8 cellules est réalisé à l'aide de lignes suspendues pour être à faible perte.

Nitronex [19] propose des transistors GaN en boîtier sur substrat silicium avec une polarisation de drain de 28V et une gamme variée de puissances de sortie comme le montre le tableau de la figure 1.28.

Composant	Fréquence (GHz)	Puissance de sortie (W)	Gain (dB)	Rendement de drain (%)
NPT1007	0.9	200	18	63
NPT25100	1.8-2.7	90	16.5	62
NPTB00050	3	50	11.5	60
NPT35050A	3.3-3.8	65	12.5	45

Fig 1. 28 Tableau des transistors GaN proposés par Nitronex

Une réalisation en technologie GaN Eudyna (maintenant SUMITOMO) d'un amplificateur de puissance fonctionnant en mode de commutation (classe E) dans la bande UHF est montré en [20]. La polarisation de drain est 50V .Dans cette bande (600-1000MHz), l'amplificateur peut délivrer une puissance de sortie maximale de 49W, un rendement de drain maximal de 87%. Le gain petit signal indiqué est de 19.8dB.Le fonctionnement en classe E large bande est obtenu en connectant en sortie un filtre passe bande large bande de type Butterworth se comportant en circuit ouvert (haute impédance) vis à vis des harmoniques.

SUMITOMO présente dans [21] un composant GaN de classe 200W intégrant un 'matching' de type classe F inverse dans le boîtier. L'allure des courbes de rendement obtenues à une fréquence de 2.14 Ghz pour des tensions de polarisation de drain variant de 20 V à 65V est donnée figure 1.29. Ces allures montrent l'intérêt de ce composant pour une utilisation dans des architectures d'amplification à contrôle adaptatif de polarisation.

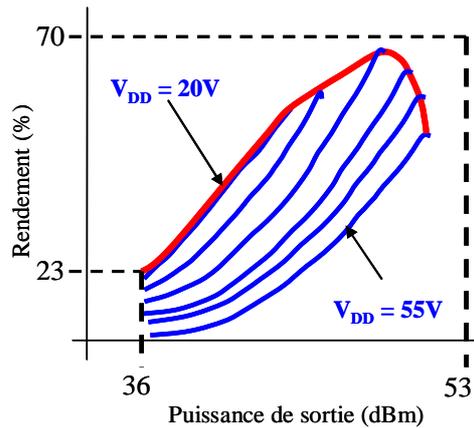


Fig 1. 29 Rendement en fonction de puissance de sortie

Pour un fonctionnement en bande C Mitsubishi décrit dans [22] un amplificateur 100W atteignant 67% de rendement en puissance ajouté à la fréquence de 3.7 Ghz. Il intègre des lignes à fort coefficient diélectrique. L'impédance de charge à l'harmonique 2 permettant d'optimiser le rendement est réalisée avec un circuit d'adaptation externe. L'impédance de source à l'harmonique 2 est réalisée sur la puce par un circuit LC série résonant à $2 F_0$ et connecté en parallèle sur les grilles de chacune des 4 cellules.

En bande X, un amplificateur GaN MMIC, dont le composant GaN est conçu et fabriqué par SELEX Sistemi est rapporté dans [23]. La puissance de sortie maximale fournie par cet amplificateur est de 58W à 9GHz avec 30% de rendement en mode de fonctionnement RF impulsionnel. La polarisation de drain est $V_{ds0} = 35V$.

Sumitomo propose plusieurs transistors de puissance dans la technologie GaN [24]. Le composant EGN21C320IV peut fournir une puissance de sortie de 320W avec un rendement de 65% et un gain de 18dB à 2.14GHz. Un autre composant 'EGN35C070I2D' fonctionne à 3.5GHz et peut fournir une puissance de sortie de 75W, un gain 15.5dB, et un rendement de 60%.

On relève enfin dans le tableau de la figure 1.30 la gamme de transistors de puissance GaN polarisés à 28V et proposés par CREE [25]

Composant	Fréquence (GHz)	Puissance de sortie (W)	Gain (dB)	Polarisation de drain (V)
CGH09120F	UHF - 2.5	120	21.5	28
CGH21240F	1.8 - 2.3	215	15	28
CGH25120F	2.3 - 2.7	130	12.5	28
CGH31240	2.7 - 3.1	230	10.5	28
CGH35240F	2.9 - 3.5	240	11.5	28
CGH35060F	3.3 - 3.9	60	11.5	28
CGH40045	4.0	45	14	28
CGH40180PP	4.0	220	19	28
CGH55030F2/P2	4.5-6.0	30	11	28
CGH55030F1/P1	4.9 - 5.8	30	10	28
CGH40025	6.0	25	13	28

Fig 1. 30 Tableau des transistors GaN proposés par CREE

On peut noter par exemple que deux composants GaN CGH40045 ont été utilisés dans un amplificateur Doherty [26]. Un rendement de drain 51.2% et une puissance de sortie de 12.6W à 2.14GHz sont obtenues pour un signal LTE 10MHz.

Un amplificateur en classe F inverse a été réalisé dans [27], en utilisant le composant CGH40010 (10W). Pour un signal WIMAX à 2.45GHz, la puissance de sortie obtenue est de 8.71W et le rendement en puissance ajoutée est 71.2%.

IV. Techniques de gestion conjointe du rendement et de la linéarité :

Lorsque l'enveloppe du signal n'est pas constante et que le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne augmente, les difficultés à obtenir une amplification de puissance linéaire et à haut rendement sont de plus en plus importantes.

Traditionnellement, l'amplification de puissance d'un signal à enveloppe variable requiert un fonctionnement avec du recul de puissance (back off) pour assurer les performances en linéarité. Il en résulte de mauvaises performances en rendement et un sur dimensionnement de l'amplificateur. Par exemple un amplificateur permettant une puissance de sortie en début de saturation de 100W a un fonctionnement linéaire acceptable à 10W si le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal qu'il amplifie est de l'ordre de 10 dB.

Pour apporter des solutions à cette problématique, des architectures d'amplificateurs permettant une meilleure gestion des ressources en puissance ont été proposées et continuent à être étudiées. Ces architectures que nous allons décrire maintenant ont comme principe le contrôle adaptatif des conditions de fonctionnement des cellules actives (impédance de charge et/ou tension de polarisation) afin de maintenir le rendement électrique le meilleur possible sur une grande dynamique de variation de puissance d'entrée. Il convient également de s'assurer des performances en linéarité qui peuvent se résumer par l'obtention d'un gain complexe (module et phase) constant sur la dynamique de puissance du signal appliqué en entrée.

IV.1. Technique de variation de charge

IV.1.1. Technique Doherty

C'est la technique mise en œuvre actuellement dans les stations de base de radiocommunications. Le but de la technique Doherty est de conserver un rendement maximum sur la plus grande valeur de recul de puissance (6 à 8 dB par exemple).

La figure 1.31 montre le schéma de principe d'un amplificateur de puissance du type Doherty. L'amplificateur Doherty est constitué d'une cellule active principale fonctionnant typiquement en classe AB ou B et d'une autre cellule active auxiliaire polarisée en classe B ou C. Afin de réaliser une inversion d'impédance pour maintenir l'efficacité énergétique du système sur la plage de puissance la plus grande possible, une ligne de transmission quart d'onde est placée à la sortie de la cellule principale. Un diviseur hybride (0° , 90°) à l'entrée compense le déphasage de 90° en transmission dans la branche principale.

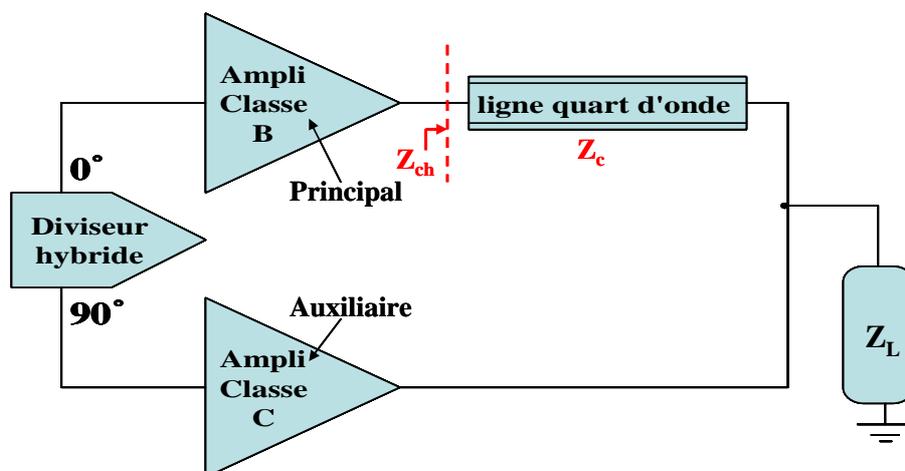


Fig 1. 31 Schéma de principe d'un amplificateur de puissance Doherty.

Le fonctionnement de l'amplificateur Doherty peut se résumer par les trois points suivants :

- Pour les faibles puissances du signal d'entrée, l'amplificateur principal conduit et fournit de la puissance à la charge tandis que l'amplificateur auxiliaire reste en deçà de son seuil de conduction donc en état 'off'. L'amplificateur principal est fermé par son impédance de charge optimale à bas niveau qui vaut $Z_{ch} = \frac{Z_c^2}{ZL}$
- A un niveau moyen de puissance du signal d'entrée, l'amplificateur auxiliaire commence à fournir de la puissance et l'amplificateur principal commence à saturer. Cet amplificateur principal subit alors une variation de charge active (diminution d'impédance de charge) pour aller vers son impédance de charge optimale à fort niveau.
- A puissance maximale, les deux amplificateurs deviennent saturés et sont proches d'un fonctionnement parallèle. Chacun voit une impédance de charge $Z_{ch} = 2 \cdot ZL$

Le principal handicap de la technique Doherty réside dans l'utilisation de lignes quart d'onde qui limite par nature des possibilités de fonctionnement large bande. La forme typique de la caractéristique de rendement d'un amplificateur Doherty est montrée figure 1.32. Le profil de gain d'un montage doherty n'étant généralement pas plat en fonction de la puissance d'entrée, une prédistorsion numérique du signal peut être appliquée pour obtenir de bonnes performances en linéarité.

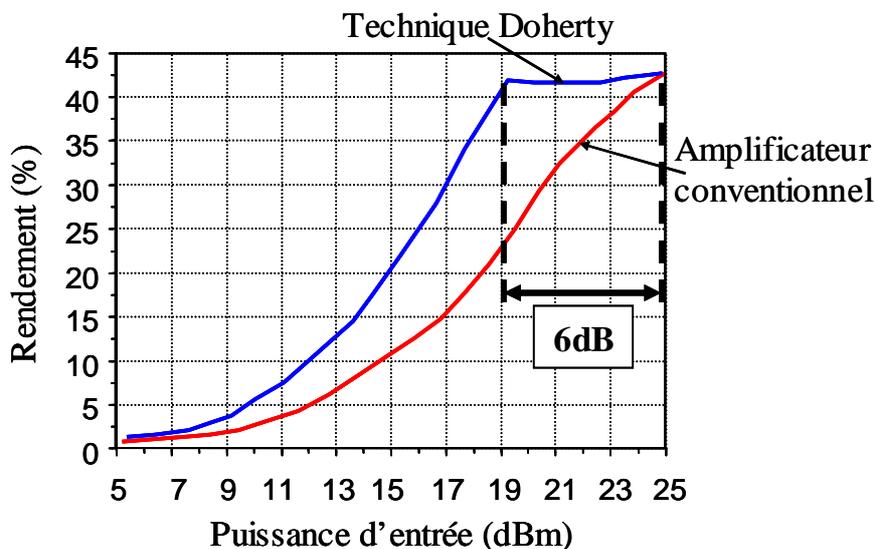


Fig 1. 32 Forme typique de la caractéristique de rendement d'un amplificateur Doherty

Les réalisations publiées d'amplificateurs Doherty ont été nombreuses au cours des dernières années. Il n'est cité ici que quelques exemples particuliers.

Un amplificateur Doherty à 3 étages (Un principal et deux auxiliaires) pour des signaux WiMAX à 2.655GHz est proposé en [28]. L'architecture à 3 étages est efficace pour l'amplification de signaux à forte valeur de PAR. Il utilise dans le cas cité des transistors GaN HEMT (CGH40045) de chez CREE. Pour gérer au mieux la plage de variation de charge active propre à l'effet Doherty et augmenter la dynamique de puissance à fort rendement, il est proposé d'appliquer une modulation de polarisation de grille sur les auxiliaires. Pour un signal de test WiMAX ayant un PAPR = 7,8 dB et une bande de modulation de 20Mhz l'amplificateur donne un rendement de 56.7% et une puissance moyenne de sortie de 20W correspondant à un recul de puissance de sortie de 7.2dB.

Dans la référence [26] déjà citée, il est rapporté une analyse concernant l'optimisation de la division de puissance en entrée entre la cellule principale et la cellule auxiliaire d'un amplificateur Doherty utilisant des transistors GaN HEMT (CGH40045) de chez CREE . Le coupleur d'entrée est conçu de façon à ce que le rapport de division de puissance entre la cellule principale et la cellule auxiliaire soit différent avant et après le déblocage de l'auxiliaire. L'objectif est d'améliorer la puissance crête de l'amplificateur ainsi que sa platitude de gain. Le rendement de drain obtenu est de 51.2% pour une puissance de sortie de 12.6W à 2.14GHz pour le standard de signal LTE à 10 MHz.

Un amplificateur Doherty large bande est également présenté dans [29]. Il est conçu en technologie GaN HEMT. De bonnes performances sont obtenues sur une bande passante de 640MHz (35% de bande), allant de 1.5GHz à 2,14 GHz. Cet amplificateur atteint une puissance à 1 dB de compression de 24W, avec un PAE maximum de 69% à 1,9 GHz. Avec un recul de puissance de 6 à 7 dB par rapport à la puissance de sortie à 1dB de compression, la PAE varie entre 30 et 45 % sur la bande de fréquence.

Un amplificateur de puissance Doherty avec des transistors GaN fonctionnant en classe E est proposé dans [30] pour adresser des applications radars en bande S. Les résultats de mesure à 2.85GHz montrent une PAE de 62.2% à une puissance de sortie de 5W avec un recul de puissance de 6 dB. Il est montré une amélioration de 20 points de rendement par rapport à une configuration d'amplificateur à deux cellules identiques fonctionnant également en classe E mais connectées dans une architecture équilibrée utilisant un combineur de type wilkinson.

Dans [31] il est décrit une gamme d'amplificateurs de puissance de type Doherty utilisant des transistors GaN HFET de Technologie RFMD et fonctionnant dans les bandes 860-900MHz, 2.1-2.17GHz, et 2.5-2.7GHz. Pour une caractérisation avec un signal WCDMA 3GPP les performances obtenues sont résumées dans le tableau suivant.

Bande	860-900 MHz	2.1-2.17 GHz	2.5-2.76 GHz
P_{sat}	630W	467W	190W
P_s	107W	81W	31W
η_s	50%	48%	47%
ACP	-50dBc	-55dBc	-50dBc

Fig 1. 33 Performances obtenues dans plusieurs bandes

Enfin on peut noter la publication par Toshiba dans [32] de la conception d'un amplificateur Doherty dans la bande UHF en technologie LDMOS qui utilise une dissymétrie de polarisation de drain pour avoir un haut rendement sur une plage de puissance étendue (8dB maximum de recul de puissance). La cellule principale est polarisée à $V_{ds0}=30V$ tandis que la cellule auxiliaire est polarisée à 50V. En mode CW un rendement de 48% est maintenu quasi constant depuis la saturation jusqu'à un recul de puissance de sortie (OBO) de 8 dB. Sur cette plage la puissance de sortie varie de 50W à 300W.

IV.1.2. Technique de variation de charge par varactor

Cette technique vise l'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance au même titre que la technique Doherty en modifiant l'impédance de charge effective vu par le transistor. La différence réside dans le fait que les variations d'impédances de charge ne sont pas actives mais passives en utilisant un varactor piloté par les variations d'enveloppe du signal d'entrée. Le synoptique de principe est montré figure 1.34.

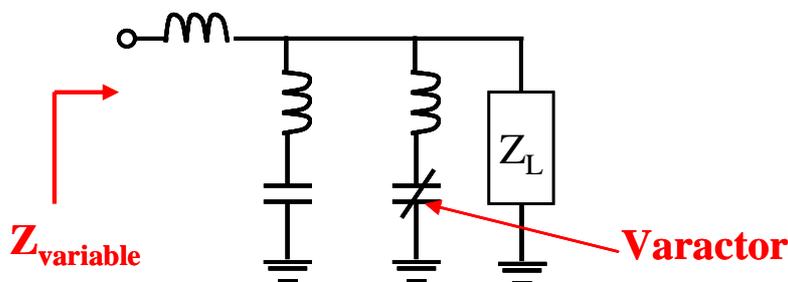


Fig 1. 34 Synoptique de principe du Varactor

Cette technique est mise en œuvre pour suivre au mieux le lieu des impédances de charges optimales en rendement en fonction du niveau de puissance appliqué en entrée.

Une technique de modulation de charge appliquée à un amplificateur de puissance à haut rendement à 1 GHz en technologie LDMOS fonctionnant en classe F inverse est rapportée en [33]. La variation de charge est faite au moyen de diodes varicap SiC ayant une haute tension de claquage. Il offre un rendement de drain supérieur à 60% sur une plage de puissance de sortie de 5 dB avec une puissance de sortie maximale de 14.45W.

La technique de modulation de charge est appliquée dans [34] pour synthétiser l'impédance de charge optimale au fondamental et aux harmoniques 2 et 3 d'un amplificateur fonctionnant dans un mode de classe D inverse appelé également CMCD (current mode class D). L'amplificateur mesuré délivre un rendement en puissance ajoutée maximal de 74% et une puissance de sortie maximale de 10W. Le contrôle de charge est dans cet exemple de type statique, et il est effectué avec des diodes PIN connectant ou pas à la masse des réseaux de capacités fixes. Avec ce contrôle les auteurs ont maintenu un rendement supérieur à 50% pour un recul de puissance de 8dB.

Cependant le plus gros point critique de cette technique réside dans les pertes des varactors ou des diodes PIN. En effet chaque fois que des pertes existent dans le réseau de charge d'un amplificateur de puissance, l'impact sur les performances en rendement est extrêmement important.

IV.2. Technique de variation de polarisation

Une des techniques prometteuses d'augmentation du rendement d'un amplificateur est la technique de suivi d'enveloppe communément appelée (Envelope Tracking). Le point de polarisation de l'amplificateur est dynamiquement adapté en synchronisme avec le module de l'enveloppe du signal RF d'entrée de façon à ce que le gain de l'amplificateur soit constant et en zone de compression. Le principe consiste à abaisser la consommation notamment par une diminution de la tension de polarisation de drain lorsque la puissance d'enveloppe du signal d'entrée diminue.

Si on considère cette technique appliquée à un transistor à effet de champ, la polarisation dynamique peut être appliquée sur la grille (passage du point A au point B figure 1.35), sur

le drain (passage de A à C puis D) ou simultanément sur l'entrée et la sortie (passage de A à E par exemple).

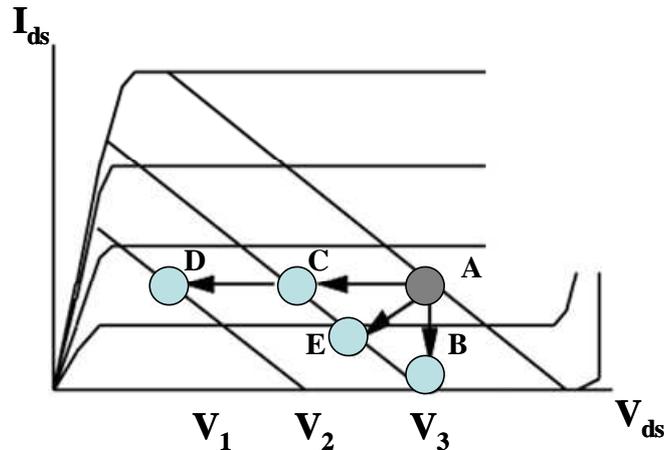


Fig 1. 35 Courant I_{ds} en fonction de la tension V_{ds} .

La commande de polarisation de la tension de drain est celle qui impacte majoritairement le rendement.

L'objectif visé par une commande de polarisation dynamique est de fonctionner avec un gain compressé constant donc au voisinage des zones de fonctionnement à haut rendement comme illustré figure 1.36.

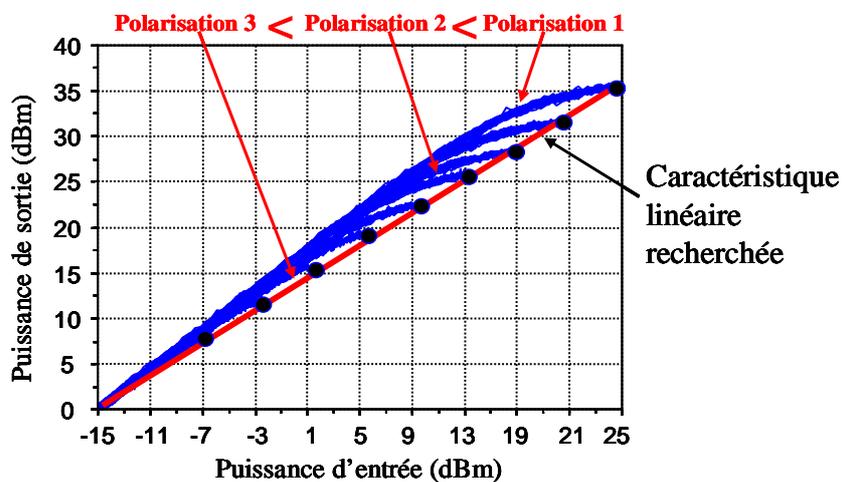


Fig 1. 36 Illustration du fonctionnement recherché par la technique d'enveloppe tracking

Le schéma de principe de l'architecture d'un amplificateur utilisant la technique d'enveloppe tracking est montré figure 1.37.

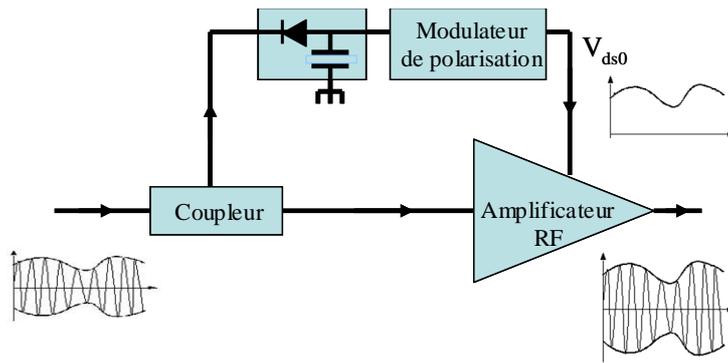


Fig 1. 37 Schéma de principe de l'Envelope Tracking

Un détecteur d'enveloppe est utilisé pour avoir le suivi du module de l'enveloppe du signal d'entrée. Un modulateur de polarisation ayant un très haut rendement ($\geq 85\%$) est nécessaire pour ne pas impacter le rendement global qui est le produit du rendement de l'amplificateur RF par le rendement du modulateur. Tout le circuit de la voie de contrôle de polarisation doit permettre de générer une loi de commande $V_{ds0} = F(P_{in})$ telle que représenté symboliquement figure 1.38.

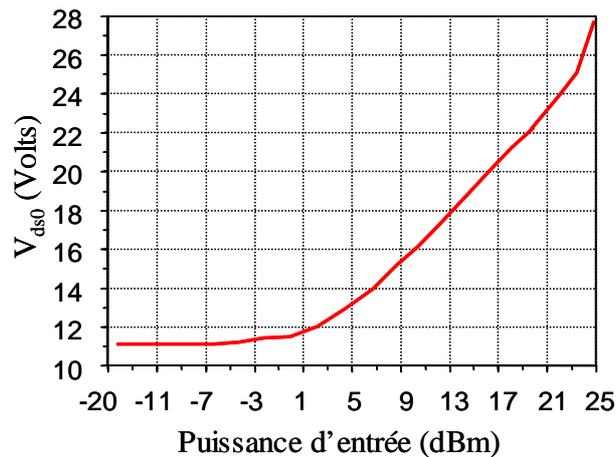


Fig 1. 38 Allure typique d'une loi de commande de polarisation de drain

L'adaptation dynamique de l'alimentation de l'amplificateur peut être directement élaborée à partir des signaux en bande de base au sein d'un émetteur complet.

Il est essentiel que le modulateur d'alimentation soit à la fois rapide et économe en énergie. Comme l'implémentation de cette technique présente surtout un intérêt pour les amplificateurs de forte puissance (quelques dizaines de Watts), le modulateur doit fonctionner à fort courant et il constitue de ce fait le point dur de la technique d'enveloppe tracking.

On peut considérer deux principes de base pour constituer la brique de base d'un modulateur de polarisation : Le convertisseur DC/DC de type Buck et le convertisseur DC/DC de type Boost.

Le schéma de principe du type Buck est donné figure 1.39

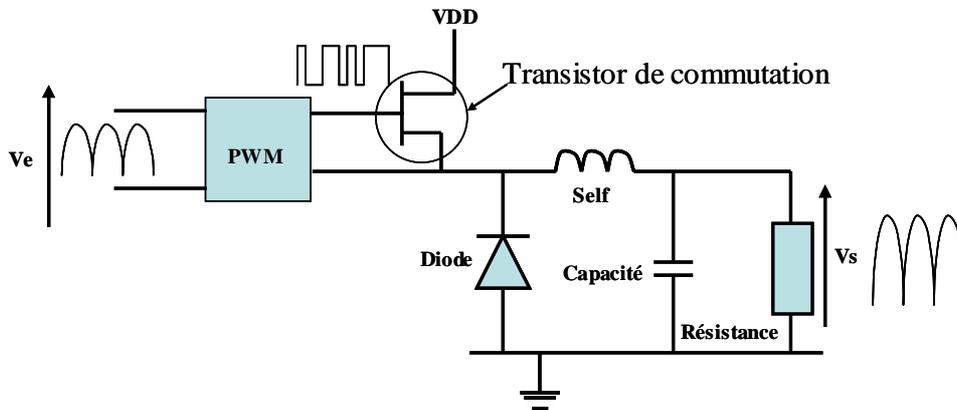


Fig 1. 39 Principe de convertisseur Buck

Un avantage réside dans la relation linéaire entre le signal d'entrée et le signal de sortie au travers de la modulation du rapport cyclique (modulation PWM). Un point dur réside dans l'aspect source flottante du transistor fonctionnant en commutation et la difficulté que cela induit sur la conception du circuit de pilotage de grille.

Le schéma de principe du type Boost est donné figure 1.40

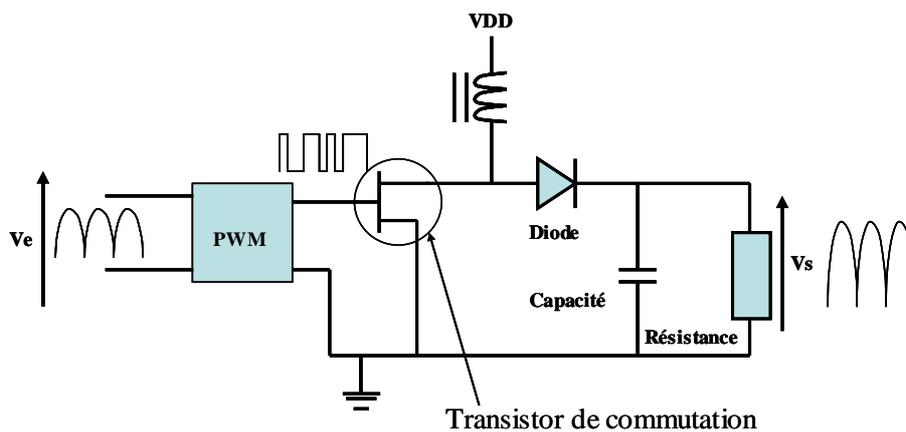


Fig 1. 40 Principe de convertisseur Boost

Un avantage réside dans l'architecture source commune. Un point dur est lié aux pertes de la diode série du circuit de sortie qui va impacter fortement le rendement quand la vitesse de fonctionnement augmente. Un autre inconvénient est lié à la relation non linéaire entre l'entrée et la sortie. Un circuit en technologie GaN est décrit dans [35]. La fréquence de

découpage est de 50 Mhz. La bande passante d'enveloppe est de 10 Mhz. Le rendement est de l'ordre de 80 à 90%.

Dans [36], il est montré l'application du principe d'enveloppe tracking à 1 Mhz sur un amplificateur LDMOS 100W large bande (50Mhz-500Mhz). Le modulateur de polarisation est de type buck convertter et utilise un transistor MOS pour la fonction switch piloté à une vitesse de 20MHz. Un rendement en puissance ajouté de 55% est obtenu à une fréquence de 230 Mhz et une puissance de sortie de 75W pour un signal modulé de type QAM 16 1MS/s.

Dans [37], le même système est appliqué à un signal de type OFDM. En appliquant une pré distorsion quasi statique Une puissance de sortie de 25W, un rendement en puissance ajouté de 37 % et un ACPR de -32 dBc sont atteints.

Dans [38], le principe de combinaison d'un amplificateur en commutation (type buck) travaillant à vitesse lente (1.28Mhz) pour avoir un très haut rendement et d'un amplificateur linéaire large bande (source de tension) mais à rendement faible est utilisé pour apporter une solution au problème de la commutation de puissance rapide et à haut rendement. Ce principe est illustré figure 1.41

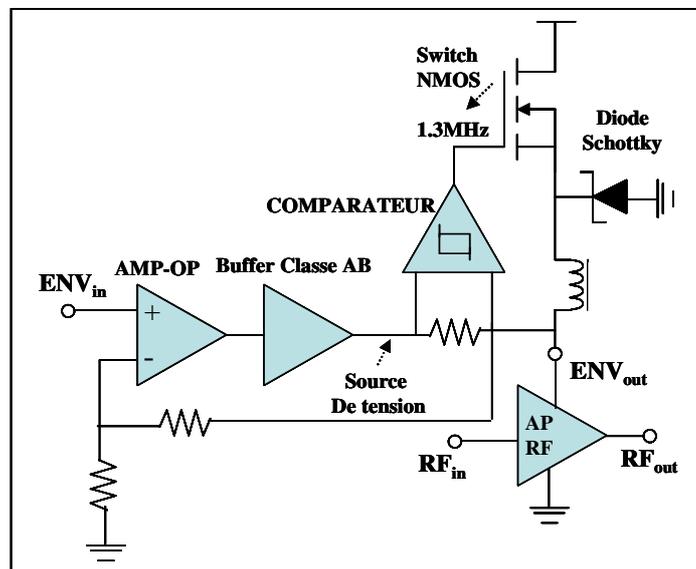


Fig 1. 41 Principe de combinaison d'un convertisseur Buck et d'un amplificateur linéaire

Le principe de commande de polarisation est appliqué à un amplificateur RF GaN sur substrat silicium pour un signal WCDMA ayant un rapport PAR de 7.8 dB. Pour avoir un ACPR de -51dBc et une EVM de 1.74 %, une pré distorsion en bande de base est appliquée. Dans ce cas,

les résultats obtenus sont : un rendement en puissance ajouté de 50% est une puissance de sortie de 5W.

Dans [39] Toshiba montre un amplificateur 400W en bande UHF intégrant un principe de commutation entre deux valeurs de polarisation de drain : 40V et 20V. Le transistor RF utilisé est un LDMOS (NXP) en configuration push pull. Le signal applicatif est de type OFDM avec 6 Mhz de bande. Le module de l'enveloppe de modulation est appliqué à un comparateur à seuil. Le signal de comparaison déclenche un commutateur pour la connexion soit de l'alimentation 20V, soit de l'alimentation 40V comme l'indique le schéma de principe de la figure 1.42.

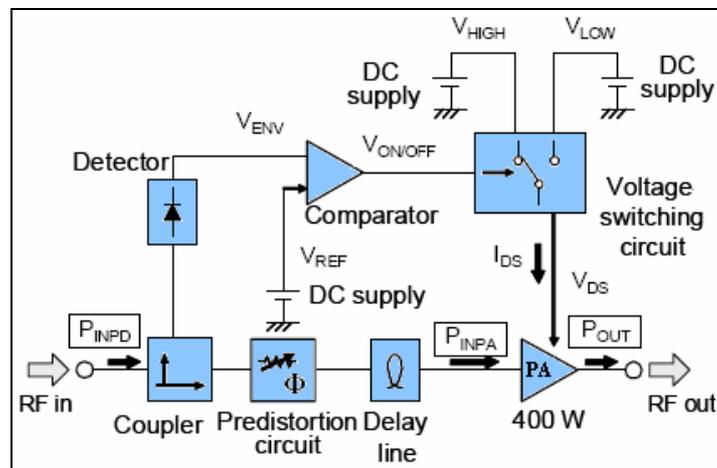


Fig 1. 42 Principe de commutation entre deux valeurs de polarisation

Le circuit de commutation de tension est assuré par des MOSFETs et des diodes rapides. Avec ce principe les auteurs obtiennent 34% de rendement avec 10 dB de recul de puissance et améliorent ainsi de 15 points le rendement qu'ils obtiennent avec un fonctionnement en back off avec une tension de drain constante de 40V. La commutation entre deux valeurs détériore les performances en linéarité et une pré distorsion du signal doit être implémentée au système global.

IV.3. Technique d'amplification de signaux à enveloppe constante

Une façon d'avoir de bonnes performances en rendement en amplification consiste à travailler en saturation franche avec un signal à amplitude constante qui ne contient l'information que dans les variations de phase.

Ceci sous entend des opérations préalables de traitement du signal initial à enveloppe variable .On peut distinguer deux approches principales : l'approche dite ' polar transmitter' et l'approche connue sous le nom de LINC pour 'Linear Amplification using Non Linear Components'.

Pour simplifier on peut considérer typiquement que ces deux approches diffèrent de par le fait que pour la première il n'y a qu'une chaîne RF d'amplification tandis que pour la seconde il y a deux chaînes RF d'amplification en parallèle.

IV.3.1. Technique dite ' polar transmitter '

On peut considérer deux grands principes de reconstruction de la modulation d'amplitude en sortie de l'amplificateur travaillant à enveloppe constante. Une première consiste en une modulation de la tension de polarisation de sortie (drain ou collecteur) avec un filtre passe bas de reconstruction. Une seconde utilise un filtre passe bande de sortie.

Le schéma de principe correspondant à la première approche est montré figure 1.43.

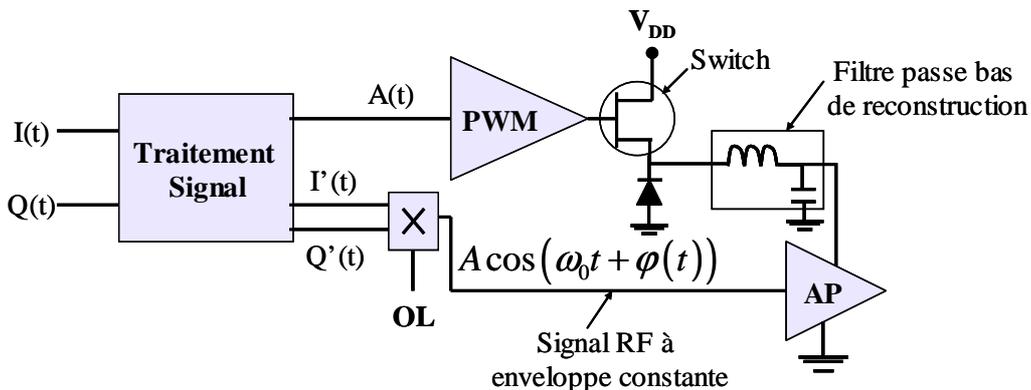


Fig 1. 43 Schéma de principe avec un filtre passe bas de reconstruction

Cette technique appelée également technique EER pour « Envelope Elimination and Restoration » présente l'inconvénient majeur du raccordement difficile de la modulation de phase et d'amplitude. En effet la modulation de polarisation génère un déphasage additionnel du au changement de polarisation (V_{dd} to PM conversion). Cette technique est donc limitée en bande de modulation très étroite.

Bien qu'on voit une similitude de cette technique avec la technique dite 'Enveloppe tracking' cette technique est radicalement différente car les signaux de modulation d'amplitude et de phase sont dissociés au préalable.

En ce qui concerne la seconde approche, on peut relever deux cas de figure différents.

Un premier cas de figure 1.44, rapporté en [40], consiste à générer un signal à enveloppe constante mais avec deux parties de modulation de phase : une modulation de phase $\varphi(t)$ dans la bande contenant l'information utile, et une modulation de phase hors bande $\theta(t)$ qui code les variations d'enveloppe comme indiqué sur le schéma de la figure 1.44.

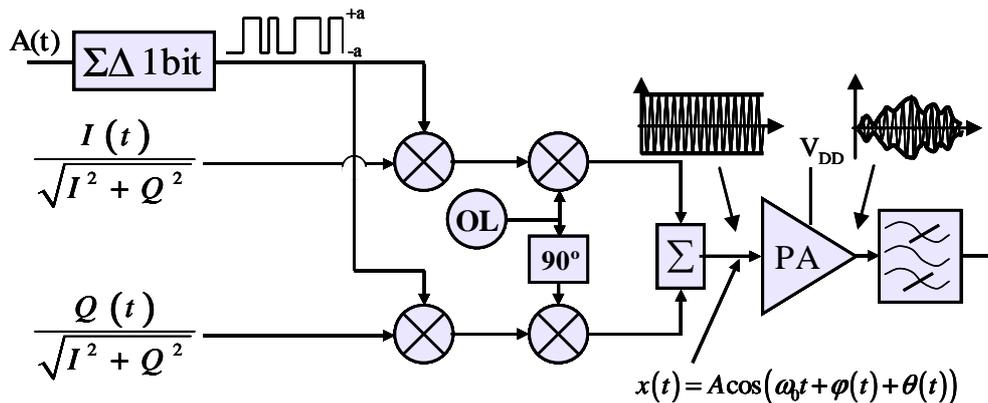


Fig 1. 44 Schéma de principe avec un filtre passe bande de sortie

La polarisation est fixe. La reconstruction de la modulation d'amplitude se fait par le passage de l'onde modulée en phase large bande dans le filtre passe bande et bande étroite de sortie qui constitue de ce fait le point dur car il doit être faible perte et avec des contraintes de TOS.

Un second cas de figure 1.45, rapporté dans [41], consiste à effectuer une modulation d'enveloppe en tout ou rien du signal micro-onde d'entrée. Une modulation de type PWM code alors l'information d'amplitude comme indiqué sur le schéma de la figure 1.45.

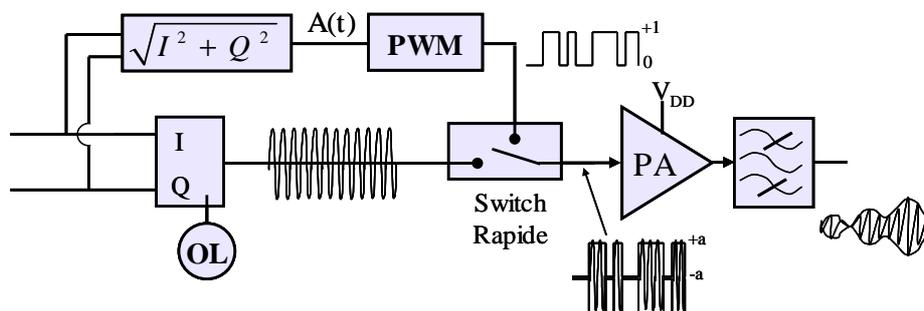


Fig 1. 45 Schéma de principe de modulation d'enveloppe du signal micro-onde d'entrée

Cette topologie paraît attractive. Elle réduit la contrainte de consommation par rapport au cas où la modulation PWM est appliquée sur la commande de polarisation mais il subsiste la problématique de reconstruction de sortie par un filtrage passe bande à très faible perte.

IV.3.2. Technique LINC

L'idée principale de cette technique consiste à décomposer un signal d'enveloppe non constante en deux signaux à enveloppe constante mais avec une modulation de phase additionnelle ayant un angle $\theta(t)$ dit angle 'd'outphasing'. Il faudra donc une topologie à deux amplificateurs RF identiques fonctionnant de manière parallèle.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= A(t) \cos(\omega_0 t + \phi(t)) \\
 &= x_1(t) + x_2(t) = \frac{A(t) \max}{2} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi(t) + \theta(t)) + \frac{A(t) \max}{2} \cdot \cos(\omega_0 t + \phi(t) - \theta(t))
 \end{aligned}
 \tag{1.27}$$

Avec

$$\theta(t) = \text{Arccos} \left(\frac{A(t)}{A(t)_{\max}} \right)
 \tag{1.28}$$

Comme $x_1(t)$ et $x_2(t)$ sont tous les deux à enveloppe constante, ils peuvent être amplifiés par deux amplificateurs fonctionnant à la saturation. Un synoptique est donné figures 1.46.a et 1.46.b où l'on trouve respectivement un combineur de type Wilkinson et un combineur de type Chireix.

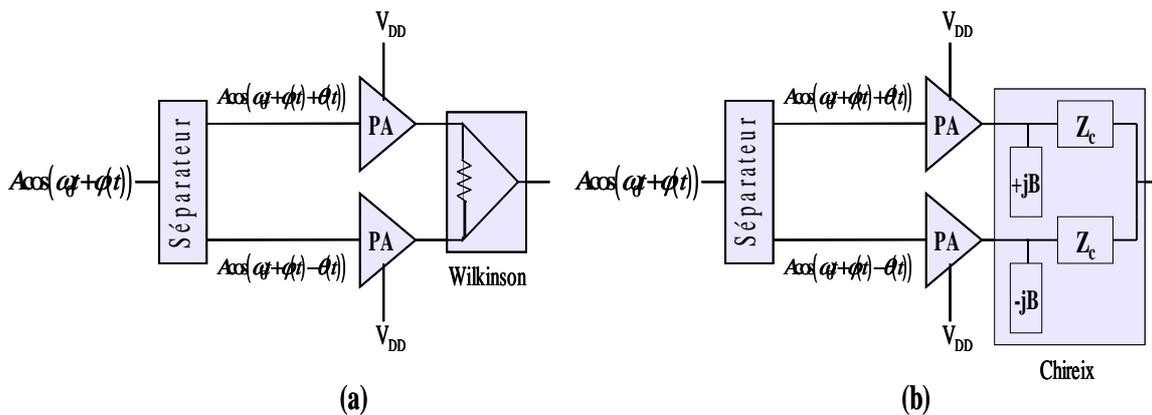


Fig 1. 46 Schéma de principe de la technique LINC
(a combineur wilkinson ; b combineur chireix)

Dans le premier cas (a), une bonne isolation existe entre les deux amplificateurs et il n'y a pas d'effet 'load pull' de l'un sur l'autre mais la résistance d'équilibrage R consomme de la puissance lorsque l'angle d'outphasing $\theta(t)$ est grand donc pour les bas niveaux de l'enveloppe du signal d'entrée $x(t)$. Dans le second cas (b), le combineur de puissance est sans perte mais il n'assure pas une isolation entre les amplificateurs. Chaque amplificateur peut être accordé au mieux par des réactances $\pm jB$ pour des conditions d'outphasing θ_0 correspondant au maximum de PDF du signal d'entrée $x(t)$. Néanmoins pour des variations

de $\theta(t)$ éloignées de la valeur de réglage optimale θ_0 , l'effet load pull d'un amplificateur sur l'autre perturbe fortement les impédances de charge qui ne sont plus optimales et la conversion DC/RF de chaque amplificateur est mauvaise.

Ainsi même si cette technique semble très attrayante, il reste à démontrer pratiquement un moyen efficace pour combiner sans trop de perte la puissance de sortie des deux amplificateurs. Un principe de fonctionnement à seuil est rapporté dans [42]. Au dessous d'un certain seuil d'enveloppe d'entrée le principe LINC (décomposition d'entrée des signaux n'est pas appliqué) et les deux amplificateurs fonctionnent de manière purement parallèle avec un meilleur rendement que s'ils étaient en configuration LINC. Au dessus du seuil le principe LINC est appliqué.

On peut trouver également en [43] un principe de variation des susceptances des impédances de charge en fonction des variations d'enveloppe au moyen de varactors connectés dans le circuit d'adaptation / combinaison de sortie de manière à effectuer une compensation adaptative des susceptances $+jB$ présentées à chaque transistor selon l'angle d'outphasing. Le problème lié à ce principe réside dans les pertes apportées par les varactors dans le circuit de sortie et leur tenue en puissance.

Notons également une architecture proposée en [44] qui vise à minimiser l'angle entre les deux vecteurs représentatifs de chaque branche du LINC pour une même amplitude de sortie de manière à minimiser les pertes intrinsèques au combineur de sortie type Wilkinson comme illustré figure 1.47.

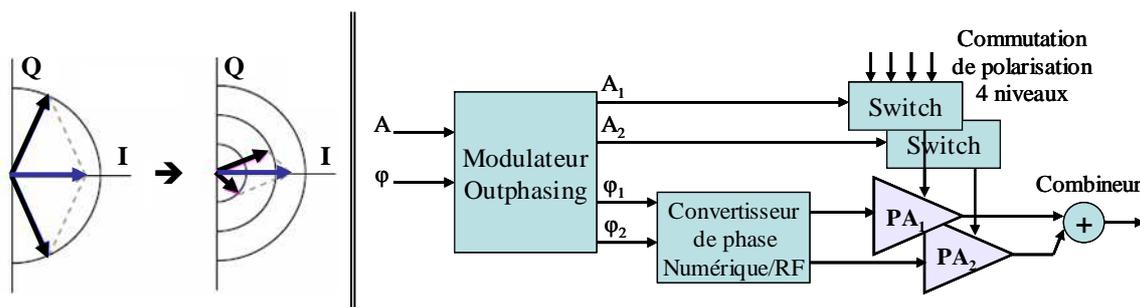


Fig 1. 47 Architecture de la technique LINC

Pour cela il est proposé des commutations de polarisation des amplificateurs avec 4 niveaux discrets possibles. Si cette technique apparaît ici relativement complexe, elle présente l'avantage de montrer des possibilités et des pistes d'investigation offertes en combinant les commandes analogiques et le traitement numérique d'enveloppe du signal.

IV.4. Prédistorcion

C'est une méthode de linéarisation qui est généralement appliquée globalement à une architecture d'amplificateur à haut rendement pour atteindre les spécifications de linéarité.

L'idée de la pré distorsion est de distordre le signal d'entrée de l'amplificateur de puissance dans le sens inverse des distorsions occasionnées par les non-linéarités de l'amplificateur de telle manière que l'on ait une compensation et que la mise en cascade ait globalement un fonctionnement linéaire. Ceci est illustré symboliquement figure 1.48.

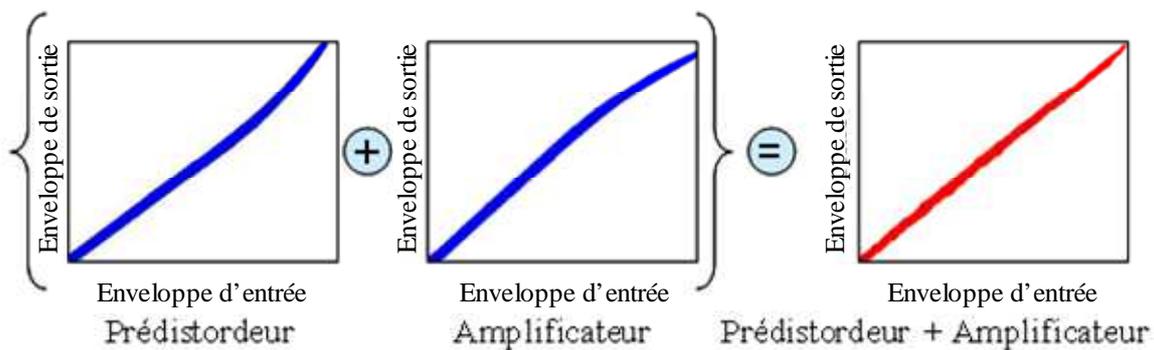


Fig 1. 48 Illustration du principe de pré distorsion.

Cette illustration montre la correction de la caractéristique en module (AM/AM) faite par la prédistorcion. Une correction similaire est également faite pour la phase (AM / PM) par l'ajout d'un déphasage au signal d'entrée en fonction de l'amplitude de celui ci. Ce déphasage est égal à l'opposé du déphasage dû à la conversion AM/PM de l'amplificateur de puissance. Dans le cas d'un comportement quasi statique cela est illustré figure 1.49.

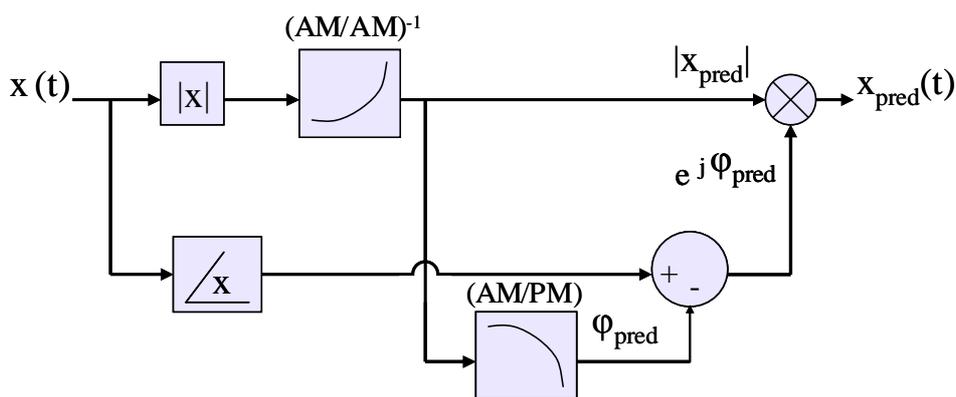


Fig 1. 49 Correction de déphasage par prédistorcion

La prédistorcion peut être réalisée de deux manières différentes, analogique ou numérique.

Dans les systèmes de prédistorcion, les caractéristiques AM/AM et AM/PM de l'amplificateur doivent être préalablement déterminées pour en déduire dans un second temps la réponse

inverse qui doit être synthétisée par le prédistordeur. Cette opération est assez systématique dans le cas d'un comportement purement statique de l'amplificateur. Pour ce cas idéaliste qualifié de comportement sans mémoire, le signal d'enveloppe de sortie de l'amplificateur à un instant donné ne dépend que de l'enveloppe du signal d'entrée au même instant. Ce comportement peut être décrit par l'équation suivante.

$$\tilde{y}(t) = \sum_k c_p \tilde{x}^p(t) \quad (1.29)$$

$$c_p = a_p + j b_p$$

$\tilde{y}(t)$ et $\tilde{x}(t)$ sont les enveloppes complexes des signaux d'entrée et de sortie.

Comme le comportement réel des amplificateurs de puissance (surtout ceux à l'état solide) est un comportement complexe avec des effets de mémoire non linéaires, beaucoup de travaux publiés dans ce domaine ont concerné la prédistorsion permettant la compensation des effets de mémoire. On rencontre assez souvent la description du comportement à mémoire d'un amplificateur au moyen d'un polynôme à mémoire avec par exemple une formulation suivante simplifiée sans les termes croisés.

$$y(n) = \underbrace{x(n) \cdot \left[\alpha_{00}^* + \alpha_{10}^* |x(n)|^2 + \dots + \alpha_{p0}^* |x(n)|^{2p} \right]}_{g_{NL}(|x(n)|^2)} +$$

$$\underbrace{x(n - \tau_1) \cdot \left[\alpha_{01}^* + \alpha_{11}^* |x(n - \tau_1)|^2 + \dots + \alpha_{p1}^* |x(n - \tau_1)|^{2p} \right]}_{g_{NL}(|x(n - \tau_1)|^2)} +$$

$$\vdots$$

$$\underbrace{x(n - \tau_M) \cdot \left[\alpha_{0M}^* + \alpha_{1M}^* |x(n - \tau_M)|^2 + \dots + \alpha_{pM}^* |x(n - \tau_M)|^{2p} \right]}_{g_{NL}(|x(n - \tau_M)|^2)} \quad (1.30)$$

Où $x(n - \tau_i)$ représentent les échantillons du signal d'entrée à l'instant présent et aux instants précédents sur une longueur de mémoire τ_M .

La prédistorsion analogique est réalisée par la création des non-linéarités (AM/AM et AM/PM) en utilisant des composants (diodes ou transistors) tel que cela est rapporté en [45], [46].

Le principe général utilisé consiste à créer un effet d'expansion de gain en utilisant la combinaison vectorielle de deux chemins micro-ondes comme indiqué figure 1.50.

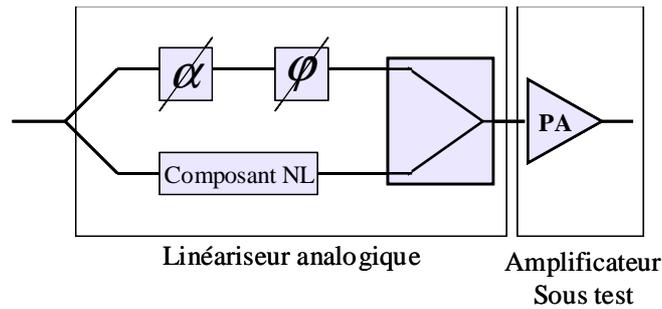


Fig 1. 50 Principe d'un linéariseur analogique

Dans [45], la bande de fréquence est la bande KU (10-12 GHz). L'élément non linéaire utilisé dans un chemin est une diode schottky GaAs, l'autre chemin comprenant un déphaseur et un atténuateur variable. Il est indiqué que le système permet une amélioration de l'intermodulation d'ordre 3 de 16 dB pour un recul de puissance d'entrée de 7dB et une amélioration de NPR de l'ordre de 5 dB pour un recul de puissance de sortie de 3dB.

Dans [46], la bande de fréquence est la bande UHF (290-320 MHz). L'amplificateur de puissance 100W est composé de deux étages. L'étage driver est constitué d'un transistor de puissance GaN FET 4W Eudyna EGN004XM. L'étage de puissance est composé de deux transistors GaN Eudyna EGN090MK (90 watts), disposés dans une topologie combinée en quadrature. Le linéariseur est fait par la combinaison vectorielle de deux chemins constitués de transistors GaN combinés entre baluns. Un rendement en puissance ajouté de 70% est obtenu.

Les avantages de la prédistorsion analogique résident dans l'utilisation de circuits compacts à faible coût et faible consommation d'énergie. Par contre la mise en place d'une prédistorsion adaptative augmente la complexité de manière significative. Elle est principalement mise en œuvre au sein des charges utiles de satellites.

La prédistorsion numérique est généralement mise en œuvre dans le cas des émetteurs de radio communications (stations de base) où l'on dispose des signaux de modulation en bande de base à proximité de l'amplificateur de puissance. Dans ce cas la prédistorsion appliquée est réalisée en bande de base avec des composants numériques qui ont vu croître leurs performances en terme de vitesse, résolution et consommation aux cours des dernières décennies.

Des améliorations très significatives peuvent être obtenues en terme de linéarité (par exemple de l'ordre de 15 dB d'ACPR) pour les amplificateurs fonctionnant en classe AB ou

B. De telles améliorations sont généralement obtenues lorsque les phases d'identification de la réponse non linéaire de l'amplificateur d'une part et de compensation par prédistorsion d'autre part sont faites avec le même signal applicatif. Ceci veut dire que si l'on change de protocole de modulation il est généralement nécessaire de refaire le processus d'identification et de détermination de la fonction de prédistorsion pour obtenir de très bonnes performances en linéarité. Une identification et une inversion basées sur le principe des noyaux de Volterra proposé par [47] apporte une solution à ce problème.

Un avantage indéniable de la prédistorsion numérique en bande de base concerne la plus grande facilité à implémenter l'adaptation de l'opération de prédistorsion en fonction de certains paramètres tels que la température ou le vieillissement. Le principal inconvénient de la prédistorsion numérique est sa bande passante. Comme tous les échantillons de données doivent être modifiés de façon continue, une grande quantité d'opérations mathématiques dans le domaine numérique est nécessaire. Si la fréquence d'échantillonnage ou la bande passante du signal de modulation augmente, la fréquence d'horloge nécessaire ainsi que la quantité des opérations augmentent. Une fréquence d'horloge plus élevée et une plus grande quantité d'opérations ont comme incidence une consommation plus élevée.

On relève couramment deux différents types de prédistorsion numérique sans mémoire: La prédistorsion basée sur des tables de données (LUT pour Look Up Table) [48] et la prédistorsion polynomiale [49]. Dans la prédistorsion de type LUT, les coefficients de prédistorsion pour toutes les valeurs d'entrée sont stockés dans une table de conversion et le signal d'entrée est multiplié échantillon par échantillon avec ces coefficients. Dans le cas de prédistorsion polynomiale, les caractéristiques de l'amplificateur et de la prédistorsion sont décrites par des fonctions polynomiales. Les coefficients du polynôme de la prédistorsion sont ajustés en fonction de l'amplificateur pour donner lieu à un système linéaire.

Théoriquement, la prédistorsion basée sur les LUT peut linéariser un amplificateur de puissance très précisément, alors que la performance avec la prédistorsion polynomiale dépend de l'ordre du polynôme. L'augmentation de la puissance du traitement numérique du signal (DSP) a contribué au succès de la correction numérique des distorsions occasionnées par les amplificateurs de puissance.

Citons à titre d'exemple un exemple de prédistorsion numérique appliquée à un amplificateur de puissance Doherty 90 W à 2.14 Ghz en technologie Si LDMOS et rapportée en [50]. En

appliquant une prédistorsion numérique l'ACLR obtenue à 5Mhz de décalage de fréquence est de -52.4 dBc pour un signal WCDMA à une puissance de sortie moyenne de 25 W.

L'amélioration en terme de linéarité apportée par la prédistorsion numérique est de l'ordre de 12dB dans ce cas.

Tableau de synthèse :

N°	Technologie	Fréquence	Signal & Bande	Puissance	η	Linéarité	Architecture
5	LDMOS sci	2GHz	CDMA 5MHz	70W	35.4%	52.8dBc (8.5dB de recul)	Doherty + Digital PD
7	LDMOS	1.8GHz	GSM 600KHz	250W	48%	60dBc	Doherty + DPD
9	LDMOS	860MHz	OFDM 6MHz	400W	34%	17dB (10dB de recul)	ET
11	Asga Phemt	2.4- 3.6GHz	CW	20W	28%		Ampli seule
13	Asga	2.1GHz	CDMA	300W	42%	37dBc (6dB de recul)	Doherty seule
14	GaN	3.7- 4.2GHz	CW	100W	68%		Ampli seul
17	GaN	14GHz	Biporteuse	120W	10%	32dBc	DPD
21	GaN	2.143GHz		200W	65%		ET
22	GaN	3.7 GHz	CW	100W	67%		Ampli seule
23	GaN MMIC	9GHz	CW- Pulsée	58W	30%		Ampli seule
28	GaN	2.65GHz	WIMAX 20MHz	20W	56.7% (7.2dB de recul)	7.8dB	Doherty+ET
33	LDMOS	1GHz	CW	14.45W	60%		Varactor charge
35	GaN	2.18GHz	Biton 6.2MHz	30W	42%	46dBc	ET
36	LDMOS	230MHz	1MHz	75W	55%		ET
39	LDMOS	UHF	OFDM 6MHz	400W	34% (10dB de recul)	17dBc	ET
46	GaN	320MHz	QPSK 1MHz	100W	70%	16dB	Analog PD
50	Si LDMOS	2.14GHz	CDMA 5MHz	90W		52.4dBc (a 25W)	Doherty + Digital PD

V. Conclusion :

A titre de conclusion de ce premier chapitre, on peut noter une forte tendance à combiner plusieurs techniques pour optimiser les performances en rendement et linéarité.

On peut citer par exemple le cas d'un amplificateur Doherty en technologie GaN a 2.14 Ghz assisté par un modulateur de polarisation [51].

Ce niveau de complexité obtenu en combinant plusieurs techniques fait que l'amplificateur de puissance peut être considéré comme un petit sous système. En conséquence il existe un intérêt certain à développer un système de caractérisation associant la fonction amplification et la mesure de ses performances avec des opérations de traitement du signal pour le contrôle adaptatif des conditions de fonctionnement .Le développement d'un tel système de caractérisation faisant l'objet principal de ces travaux de thèse va maintenant être décrit dans le chapitre 2.

VI. Références:

- [1] P.N. Safier, D.K. Abe, T.M. Antonsen, B.G. Danly, B. Levush. "Simulation of Noise Power Ratio with the Large Signal Code Christine" IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, 2001.
- [2] J.L. Pinto, I. Darwazeh. "Error Vector Magnitude Relation to Magnitude and Phase Distorsion in 8-PSK Systems" Electronics letters, vol. 37, Mars 2001.
- [3] X. Moronval, P. Peyrot "Industry First 100W Two-Stage RFIC for 900 MHz GSM/EDGE Base Station Applications," 2007 IEEE IMS Symposium, pp. 1585-1588.
- [4]. K.Inoue et al. "A High Gain L-band GaAs FET Technology for 28V operation" IMS2004.
- [5].Guogong Wang Lei Zhao Szymanowski, M. " A Doherty Amplifier for TD-SCDMA Base Station Applications Based on A Single Packaged Dual-path Integrated LDMOS Power Transistor" 2010 IEEE IMS Symposium, pp. 1512-1515.
- [6]. Site Internet "www.freescale.com"
- [7] Mario Bokatius, Guillaume Bigny, Paul Hart, John Wood, "A Linear 250 Watt Doherty Power Amplifier Based on Two-Stage Power ICs for 1.8 GHz Single and Multi-Carrier GSM Applications", International Microwave Symposium Digest, 2009, pp. 1277-1280.
- [8]. Singerl,P. Fager,C. Ziming Wang Schuberth,C. Dielacher,F. " A Highly Efficient 1-GHz,15W Power Amplifier Design Based on a 50-V LDMOS Transistor". 2010 IEEE IMS Symposium, pp. 1102-1105.
- [9] Shigeru Hiura, Hitoshi Sumi, and Hiroaki Takahashi, "High-Efficiency 400 W Power Amplifier with Dynamic Drain Voltage Control for 6 MHz OFDM Signal", IEEE IMS Symposium 2010, pp. 936-939.
- [10] Jean-Jacques Bouny, "A High Efficiency 250W LDMOS Amplifier for Polar Transmitter at 940MHz", IEEE IMS 2011.
- [11] A. Bettidi, A. Cetronio, S. Lavanga, A. Nanni, "A Single Bias 20W S-Band HPA for Radar Applications", European Microwave Conference (EuMC), 2010, pp. 1639-1642.
- [12] Chin Hsia, Donald F. Kimball, Sandro Lanfranco, Peter M. Asbeck, "Wideband High Efficiency Digitally-Assisted Envelope Amplifier with Dual Switching Stages for Radio Base-Station Envelope Tracking Power Amplifiers", IEEE IMS Symposium 2010, pp. 672-675.
- [13]. Takenaka,I. Ishikura,K. Takahashi,H. Hasegawa,K. Ueda,T. Kurihara,T. Asano,K. Iwata,N. "A Distortion-Cancelled Doherty High-Power Amplifier Using 28-V GaAs Heterojunction FETs for W-CDMA Base Stations". Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on 2006, pp. 4513-4521.

- [14]. Yamasaki, T. Kittaka, Y. Minamide, H. Yamauchi, K. Miwa, S. Goto, S. Nakayama, M. Kono, M. Yoshida, N. "A 68% Efficiency, C-Band 100W GaN Power Amplifier for Space Applications" 2010 IEEE IMS Symposium, pp. 1384-1387.
- [15] S. Piotrowicz, Z. Ouarch, E. Chartier, R. Aubry, G.Callet, D. Floriot, J.C.Jacquet, O. Jardel, E. Morvan, T. Reveyrand, N. Sarazin, S.L. Delage, "43W, 52% PAE X-Band AlGaIn/GaN HEMTs MMIC Amplifiers", IEEE IMS Symposium 2010, pp. 505-508.
- [16]. Matthew Poulton, Jay Martin, Jason Martin, David Aichele. "A Compact S Band 100W Integrated Gallium Nitride Multistage Power Amplifier" Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC), 2010 European. pp. 13-16.
- [17] Hitoshi Sumi, Hiroaki Takahashi, Tomohide Soejima, Ryo Mochizuki, "Ku-Band, 120W Power Amplifier Using Gallium Nitride FETs", International Microwave Symposium Digest, 2009, pp. 1389-1392.
- [18]http://www3.toshiba.co.jp/snis/des/micro/prod/prodlist/semicon/d-sheet/TGI1414-50L_4A.pdf
- [19]<http://www.nitronex.com/products.html>.
- [20] Ahmed Al Tanany, Ahmed Sayed, Georg Boeck, " Broadband GaN Switch Mode Class E Power Amplifier for UHF Applications", International Microwave Symposium Digest, 2009, pp. 761-764.
- [21] Fumikazu Yamaki, Kazutaka Inoue, Norihiko Ui, Akihiro Kawano, Seigo Sano, "A 65 % Drain Efficiency GaN HEMT with 200 W Peak Power for 20 V to 65 V Envelope Tracking Base Station Amplifier", IEEE IMS 2011.
- [22] Shinichi Miwa, Yoshitaka Kamo, Yoshinori Kittaka, Takashi Yamasaki, Yoshihiro Tsukahara, Toshihiko Tanii, Masaki Kohno, Seiki Goto, Akihiro Shima, "A 67% PAE, 100 W GaN Power Amplifier with On-Chip Harmonic Tuning Circuits for C-band Space Applications", IEEE IMS 2011.
- [23] C. Costrini, A. Cetronio, P. Romanini, G. Breglio, A. Irace, M. Riccio, " 50W X-band GaN MMIC HPA: Effective Power Capability and Transient Thermal Analysis", European Microwave Conference (EuMC), 2010, pp. 1650-1653.
- [24] http://www.sedi.co.jp/e/products/newproducts/gan_hemt.html.
- [25] <http://www.cree.com/products/wireless.asp>.
- [26] Jungjoon Kim, Junghwan Moon, Daehyun Kang, Seunghoon Jee, Young Yun Woo, Bumman Kim, "Doherty Power Amplifier Design employing Direct Input Power Dividing for Base Station Applications", European Microwave Conference (EuMC), 2010, pp. 866-869.
- [27] M.M. Ebrahimi, M.Helaoui, F.M.Ghannouchi, " Efficiency Enhancement of a WiMAX Switching Mode GaN Power Amplifier Through Layout Optimization of Distributed Harmonic Matching Networks", 39th European Microwave Conference 2009. pp. 379-382.

- [28]. Ildu Kim, and Bumman Kim. "A 2.655 GHz 3-stage Doherty Power Amplifier using Envelope Tracking Technique". Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International. pp. 1496-1499.
- [29]. Khaled Bathich, Asdesach Z. Markos, and Georg Boeck. "A Wideband GaN Doherty Amplifier with 35 % Fractional Bandwidth". Microwave Conference (EuMC), 2010 European. pp. 1006-1009.
- [30]. Gil Wong Choi; Hyoung Jong Kim; Woong Jae Hwang; Suk Woo Shin; Jin Joo Choi; Sung Jae Ha. "High Efficiency Class-E tuned Doherty Amplifier using GaN HEMT". Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International. pp. 925–928.
- [31] Christopher T. Burns, Bobby Anderson, Michael D. LeFevre, David W. Runton, "GaN Doherty High Power Amplifiers at 900 MHz, 2.1 GHz, and 2.6 GHz", European Microwave Conference (EuMC), 2010, pp. 874-877.
- [32] Takaya Kitahara, Takashi Yamamoto, Shigeru Hiura, "Doherty Power Amplifier with Asymmetrical Drain Voltages for Enhanced Efficiency at 8 dB Backed-off Output Power", IEEE IMS 2011.
- [33]. Lepine, F.; Jos, R.; Zirath, H. "A Load Modulated High Efficiency Power Amplifier". 36th European Microwave Conference, 2006. pp.411-414.
- [34]. El Din, M.G. Geck, B. Rolfs, I. Eul, H. " A novel inverse class-D output matching network and its application to dynamic load modulation". Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International. pp.332-335.
- [35] N. Le Gallou, D. Sardin, C. Delepaut, M. Campovecchio, S. Rochette, "Over 10-MHz Bandwidth Envelope-Tracking DC/DC Converter for Flexible High Power GaN Amplifiers", IEEE IMS 2011.
- [36]. L. Bacqué, P. Bouysse, 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 100 W Wideband Push-Pull Amplifier', IEEE Microwave transactions on Theory and Techniques, Vol 56, n° 12, 2008, pp. 2798-2807.
- [37]. L.Bacque, G.Nanfack-Nkondem, P.Bouysse, G.Neveux, J.M.Nebus, W.Rebernak, L.Lapierre, D.Barataud, R.Quere, "Implementation of dynamic bias and digital predistortion to enhance efficiency and linearity in a 100 W RF amplifier with OFDM signal", International Journal of Microwave and Wireless Technologies, Vol 1, Special Issue 04, Aug 2009, pp.261-268.
- [38]. Kimball.D.F, Jinho Jeong, Chin Hsia, Draxler.P, Lanfranco.S, Nagy.W, Linthicum.K, Larson.L.E, Asbeck.P.M, "High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs", Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions 2006, Vol 54, pp. 3848-3856.
- [39]. Shigeru Hiura, Hitoshi Sumi, Hiroaki Takahashi, "High-Efficiency 400 W Power Amplifier with Dynamic Drain Voltage Control for 6 MHz OFDM Signal", Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International. pp. 936-939.

- [40] Hibon, I. Berland, C. Pache, D. Villegas, M. Belot, D. LeGoascoz, V. "Linear transmitter architecture using a 1-bit $\Sigma\Delta$ ", *Wireless Technology, European Conference 2005*. pp.1779-1782.
- [41] Jau-Horng Chen Hao-Shun Yang Chen, Y.-J.E. "A Multi-Level Pulse Modulated Polar Transmitter Using Digital Pulse Width Modulation", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2010, pp. 295–297.
- [42] Helaoui Mohamed, Boumaiza Slim, Ghannouchi Fadhel M, Kouki Ammar B, Ghazel Adel. "A new mode-multiplexing LINC architecture to boost the efficiency of WiMAX up-link transmitters", *IEEE transactions on microwave theory and techniques 2007*, pp. 248-253.
- [43] Qureshi, J.; Liu, R.; de raauw, A.J.M.; van der Heijden, M.P.; Gajadharsing, J.; de Vreede, L.C.N.; "A highly efficient chireix amplifier using adaptive power combining", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International 2008*, pp. 759-762.
- [44] SungWon Chung, Philip A. Godoy, Taylor W. Barton, Everest W. Huang, David J. Perreault, and Joel L. Dawson, "Asymmetric Multilevel Outphasing Architecture for Multi-standard Transmitters", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium 2009*, pp.237-240.
- [45] Villemazet, J.-F.; Yah, H.; Lopez, D.; Perrel, M.; Maynard, J.; Cazaux, J.-L.; "High accuracy wide band analog predistortion linearizer for Telecom satellite transmit section", *Microwave Symposium Digest (MTT), IEEE MTT-S International 2010*, pp.660-663.
- [46] Katz, A. Eggleston, B. McGee, D. "A linear GaN UHF SSPA with record high efficiency", *Microwave Symposium Digest. MTT '09. IEEE MTT-S International*, 2009, pp. 769–772.
- [47] Quindroit, C.; Ngoya, E.; Neveux, G.; Nebus, J.M.; "Experimental setup for the extraction of power amplifier dynamic volterra model and design of digital baseband predistorter" *European Microwave Conference (EuMC), 2010*. pp. 715-718.
- [48] Jaekwon Lee; Sungho Jeon; Junghyun Kim; Ho Jin Ryu; Young-Woo Suh; Ha-Kyun Mok; Man-Sik Kim; "An improved LUT based DPD technique for nonlinear HPA in ATSC DTV system". *Broadband Multimedia Systems and Broadcasting (BMSB), 2010 IEEE International Symposium*. pp. 1-4.
- [49] R. Bauernschmitt, T. Bitzer, G. Woelfle, "Digital predistortion for the linearization of power amplifiers in W-CDMA basestations," *Microwaves, Radio Communication and Electromagnetic Compatibility*, May 2001, pp. 350–355.
- [50] Junghwan Moon; Bumman Kim; "Wideband Digital Feedback Predistortion Employing Segmented Memory Compensation for Linearization of Doherty Amplifier", *Microwave Conference (EuMC), 2010 European. Issue, 2010*, pp. 727-730.
- [51]. Junghwan Moon; Junghwan Son; Jungjoon Kim; Ildu Kim; Seunghoon Jee; Young Yun Woo; Bumman Kim. "Doherty amplifier with envelope tracking for high efficiency". *Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S International*. pp. 1086-1089.

CHAPITRE II

MISE EN ŒUVRE DU BANC DE MESURE

I. Introduction

Le système de caractérisation développé au cours de ces travaux de thèse a été initialisé dans le cadre de la thèse de Grégoire Nanfack Nkondem. [1] Il a pour objectif la caractérisation d'amplificateurs de puissance de l'ordre de la dizaine de watt fonctionnant en bandes L et S et soumis à des signaux modulés représentatifs des signaux utilisés dans les applications de communications.

Ces travaux de thèse ont consisté à implanter et combiner les techniques de polarisation dynamique de drain et de pré distorsion numérique en bande de base pour obtenir une amélioration des performances en rendement et en linéarité .Il s'est agi en fait de développer progressivement un système de caractérisation fonctionnelle pour aider à la conception de solutions d'amplificateurs à gestion de puissance dynamique.

Cette caractérisation place l'amplificateur sous test dans des conditions de fonctionnement relativement proches des conditions réelles de fonctionnement dans les applications. De ce fait elle tend à prendre en compte de manière globale les effets non linéaires dispersifs.

Ce second chapitre va présenter une description du système de mesure développé et ses principales phases de calibrage, de conditionnement et de gestion des signaux à vide préalablement à l'insertion de l'amplificateur à tester.

II. Description du banc de mesure

II.1. Synoptique général

Le synoptique du banc de mesure est illustré figure 2.1. Ce banc est totalement piloté par ordinateur. On peut considérer trois blocs : le bloc de génération, le bloc de réception et le bloc de gestion de polarisation.

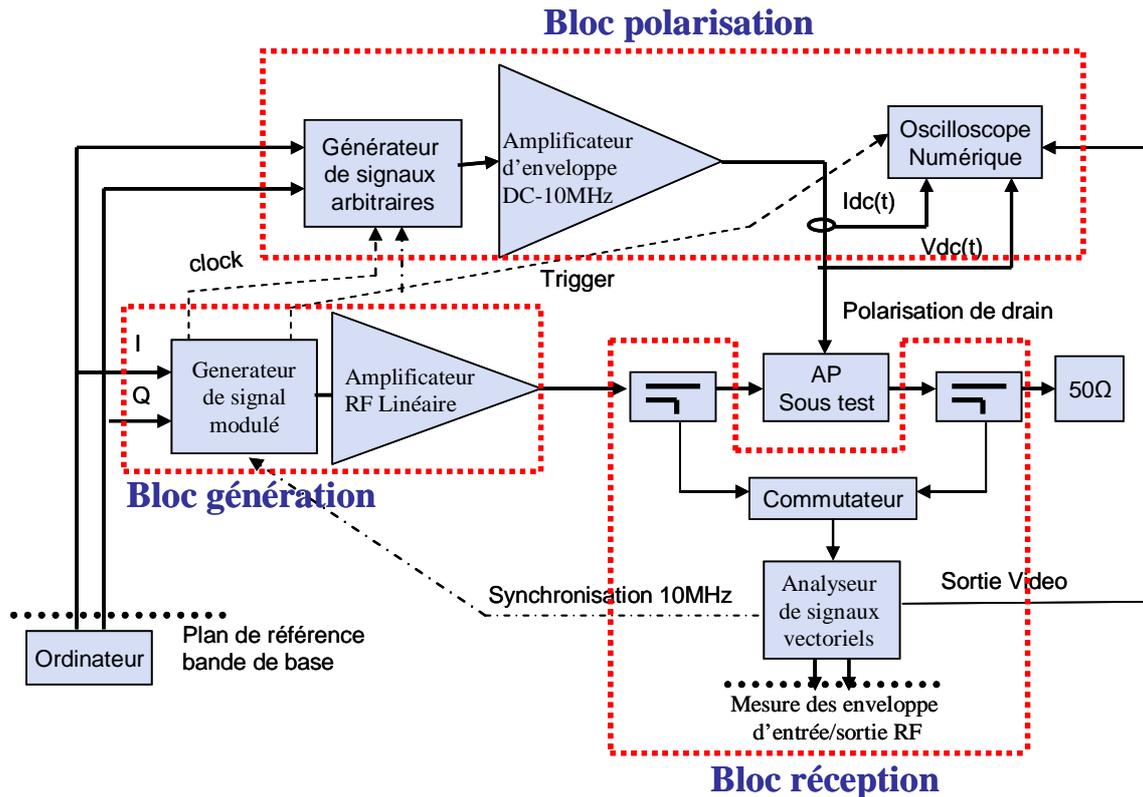


Fig 2. 1 Synoptique du banc de mesure

Le bloc génération est basé sur l'utilisation du générateur de signal modulé SMU 200A de Rhodes et Schwartz, suivi d'un amplificateur RF d'instrumentation fonctionnant en zone très linéaire avec un fort recul de puissance.

Le bloc réception est basé sur l'utilisation d'un analyseur de signaux vectoriel FSQ 8 de Rhodes et Schwartz qui réalise la démodulation des signaux et permet l'acquisition temporelle de leur enveloppe complexe.

Le bloc gestion de polarisation est basé sur l'utilisation d'un générateur de signaux arbitraires (AWG) suivi d'un amplificateur de puissance basse fréquence (DC -10Mhz) . Les mesures des tensions et courants à l'accès polarisation de drain de l'amplificateur RF sous test se font au moyen de sondes et d'un oscilloscope.

Un aspect fondamental réside dans la synchronisation des signaux. Tous les appareils de mesure doivent être synchronisés entre eux afin d'exploiter les signaux d'enveloppe des ondes RF mesurées à l'entrée et à la sortie de l'amplificateur sous test, ainsi que les signaux de tension et de courant mesurés à l'accès de polarisation de drain. L'analyseur de signaux vectoriel fournit la référence 10 Mhz au générateur de signal modulé.

Dans ce système nous utilisons la même fréquence d'échantillonnage pour la génération de l'enveloppe du signal RF et pour la génération du signal de polarisation. Le générateur de signal modulé fournit l'horloge au générateur arbitraire (AWG) qui est utilisé pour générer le signal de polarisation de drain de l'amplificateur RF.

Le générateur de signaux modulés fournit également le signal de déclenchement 'trigger' à l'AWG utilisé dans la voie de polarisation, à l'oscilloscope ainsi qu'à l'analyseur de signaux vectoriel. Le signal trigger matériel se compose d'une impulsion de largeur $N \cdot T_e$ (N est le nombre de points et T_e la période d'échantillonnage) comme représenté figure 2.2.

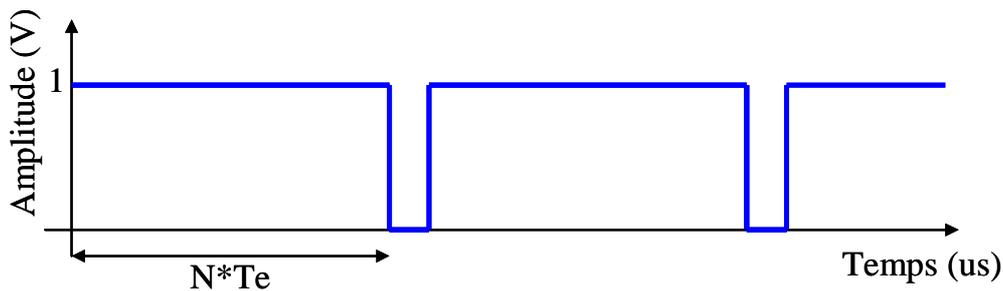


Fig 2. 2 Descriptif du signal trigger

Ce trigger permet aux appareils de génération (voie RF et voie de polarisation) de commencer la génération de signaux en même temps. Le trigger pris sur la sortie Marker-Out du générateur de signal modulé est connecté sur l'entrée Trigger IN de l'AWG. Ce déclenchement de génération des signaux dans les deux voies (RF et polarisation) est nécessaire pour pouvoir appliquer les procédures d'alignement temporel qui seront décrites dans la suite de ce chapitre.

Le trigger sortant du générateur de signaux RF modulés est aussi utilisé sur un canal de l'oscilloscope numérique pour visualiser le courant et la tension de drain mesurés par les sondes.

On peut noter enfin que le signal 'Vidéo out' de l'analyseur de signaux permet de visualiser à l'oscilloscope le module de l'enveloppe du signal RF.

Pour cela le trigger matériel va aussi vers l'entrée 'Trigger_In' de l'analyseur de signaux FSQ afin d'éviter les problèmes de déphasage entre les signaux d'enveloppe d'entrée et de sortie. Ceci permet de visualiser le signal de sortie 'Video-Out' du récepteur correctement à l'oscilloscope numérique en même temps qu'une sortie I et/ou Q du générateur de signaux modulés.

II.2. Partie génération

La structure interne du générateur de signaux est montrée figure 2.3.

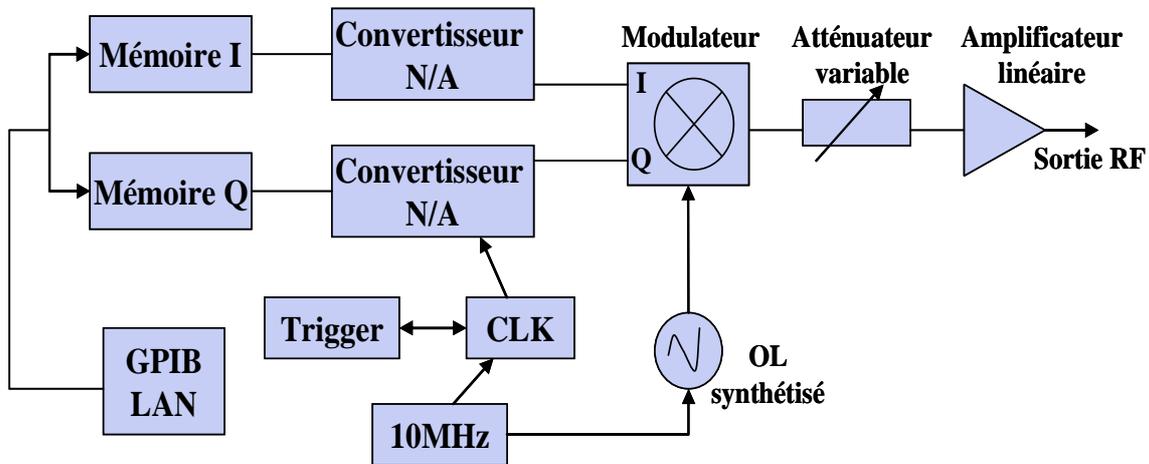


Fig 2. 3 Synoptique de la structure interne du modulateur.

La génération des signaux I/Q à partir de l'ordinateur se fait en suivant les étapes que sont :

- La génération d'une séquence binaire
- Le sur échantillonnage d'un facteur F_s qui consiste à ajouter $F_s - 1$ zéros entre les échantillons initiaux
- Le filtrage de type racine de cosinus surélevé.

Les données sont ensuite transformées en flottant 32 bits pour charger les mémoires du générateur de modulation. Les profondeurs mémoire maximales sont de 56 M-échantillons. Ces différentes étapes sont illustrées figure 2.4.

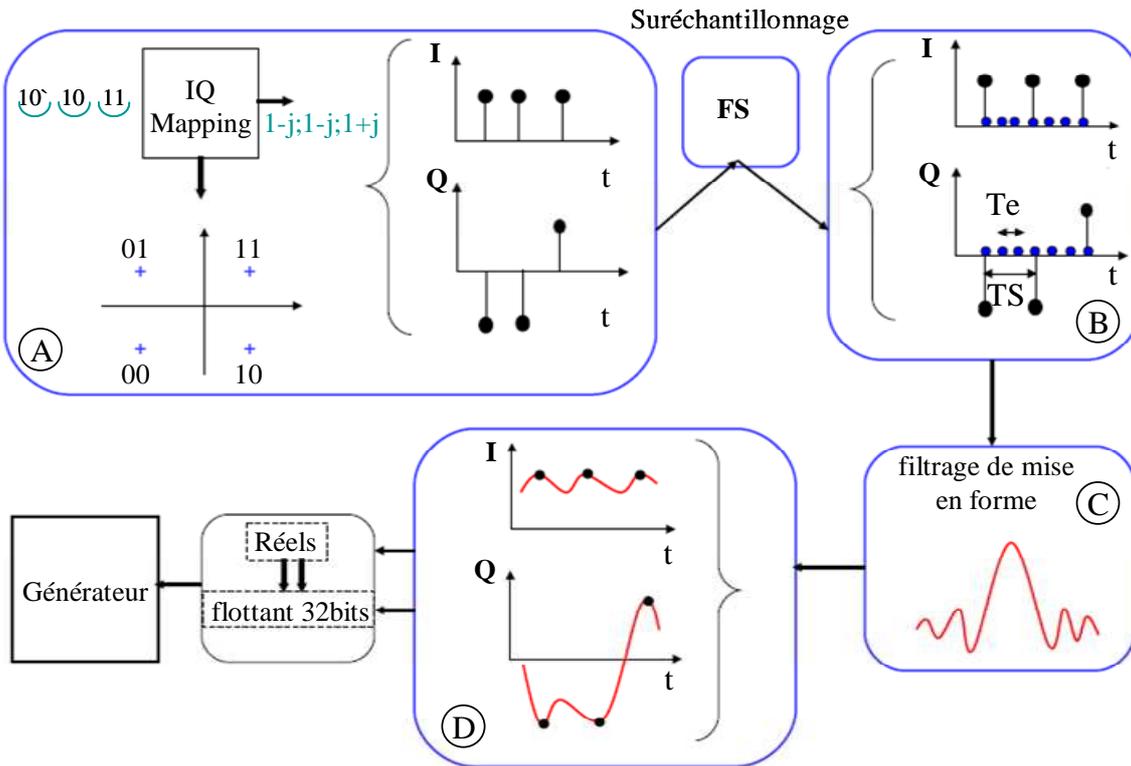


Fig 2. 4 Principales étapes de génération des signaux I/Q

Les convertisseurs numériques analogiques sont des convertisseurs 16 bits – 100 Mhz. Les signaux I/Q sont fixés à pleine échelle et la variation de puissance RF du signal modulé peut se faire en variant la puissance de l'oscillateur local et en utilisant l'atténuateur variable de sortie comme indiqué figure 2.3.

La fréquence de porteuse peut varier entre 100KHz et 3GHz, et la fréquence de modulation maximale est de 80MHz. L'amplificateur linéaire permet de fournir une puissance de sortie RF moyenne comprise entre -145dBm et 30dBm.

L'amplificateur de forte puissance de la société MILMEGA que nous utilisons en sortie du générateur de signaux modulés est un amplificateur ayant deux bandes de fréquence: 1GHz-2GHz et 2GHz-4GHz et pouvant délivrer une puissance de sortie en saturation de l'ordre de 100 à 200 W. La réponse en fréquence de cet amplificateur est donné à titre d'illustration figure 2.5.

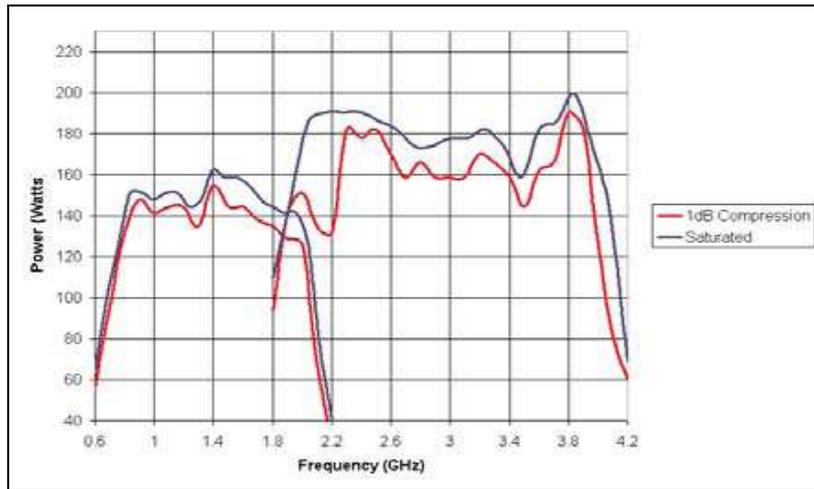


Fig 2. 5 Réponse en fréquence de l'amplificateur d'instrumentation utilisé.

Cet amplificateur sera toujours utilisé avec un recul de puissance d'au moins 10 dB pour être parfaitement linéaire vis à vis du signal généré. De plus il lui est connecté en sortie un filtre passe bande d'une bande passante d'environ 80 MHz pour limiter la puissance de bruit émis et rejeter tout résidu potentiel d'harmoniques de la fréquence porteuse.

II.3. Partie réception

Le synoptique de la partie RF du récepteur interne à l'analyseur de signaux vectoriel est donné figure 2.6.

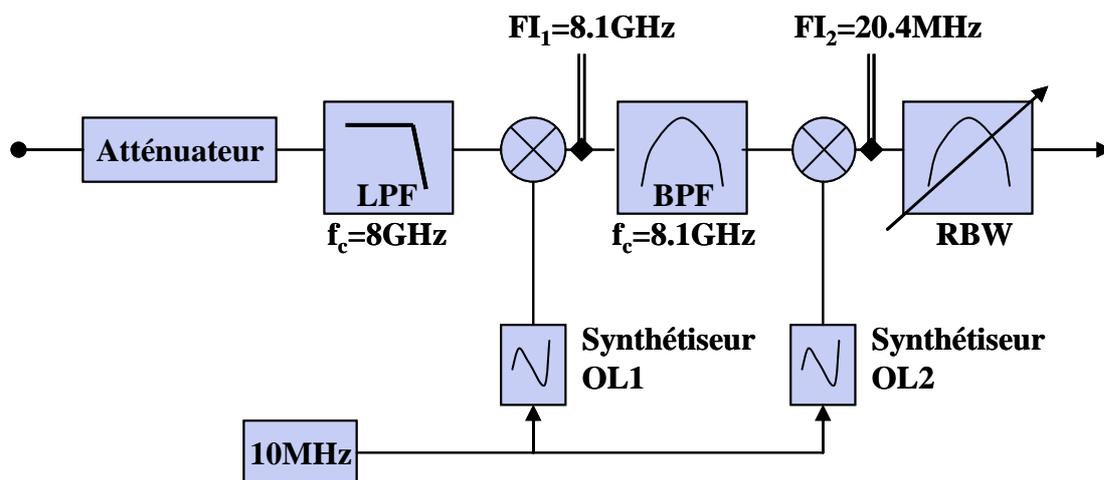


Fig 2. 6 Synoptique simplifié de la partie RF de l'analyseur de signaux vectoriel

La bande de fréquence des signaux RF que l'analyseur peut mesurer s'étend de 20Hz à 8GHz. Dans le synoptique simplifié de la figure 2.6 on peut distinguer:

- Un atténuateur en entrée qui permet d'adapter le niveau du signal d'entrée à la dynamique du mélangeur d'entrée.
- Une double translation de fréquence pour aboutir à une fréquence intermédiaire dont la valeur centrale est de 20.4 Mhz. La fréquence centrale du filtre passe bande déterminant la bande d'analyse (RBW) peut varier entre 300KHz et 50MHz.

La partie démodulation du récepteur est illustrée figure 2.7.

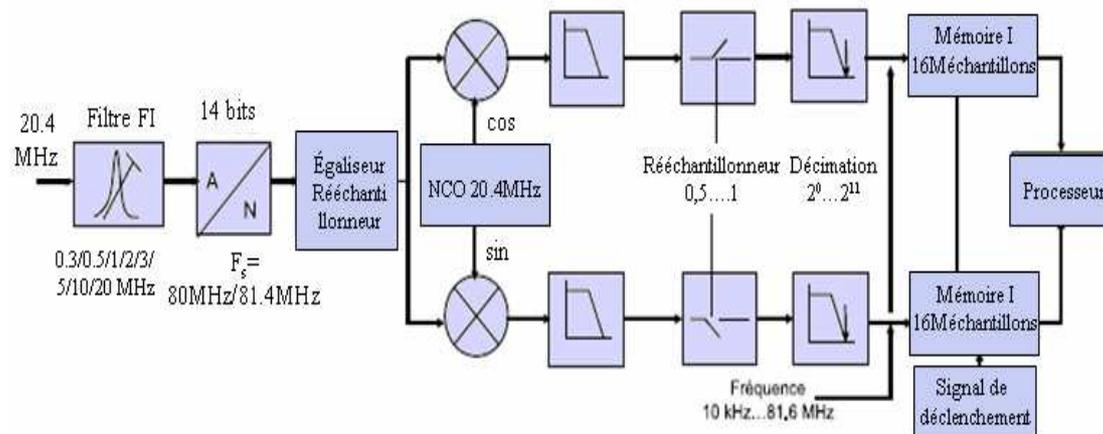


Fig 2. 7 Synoptique de la partie démodulation de l'analyseur de signaux vectoriel.

Les différentes fonctions utilisées dans ce schéma de démodulation sont :

- Un convertisseur analogique/numérique ayant une fréquence d'échantillonnage qui peut varier de 20.4 Mhz à 81,6MHZ et une résolution de 14 bits.
- Un démodulateur I/Q numérique qui convertit le signal numérique vers le plan bande de base complexe.
- Un ré échantillonnage numérique qui permet de régler la fréquence d'échantillonnage afin de l'adapter de façon optimale au signal de mesure.
- Un filtre de décimation qui est utilisé pour réduire la fréquence d'échantillonnage dans la bande de 10KHz à 81,6MHz, par pas de 0,1Hz.
- Deux mémoires I et Q de 16 Méga échantillons chacune pour sauvegarder les données IQ obtenues.

La dynamique de cet instrument de mesure dans ce mode de fonctionnement de démodulation et traitement des signaux d'enveloppe est de l'ordre de 60 dB.

II.4. Partie gestion de polarisation

Le signal de gestion de polarisation est mis en œuvre à partir d'un générateur de signaux arbitraires (AWG2021 - TEKTRONICS)). La fréquence d'échantillonnage de cet AWG varie entre 10Hz et 250MHz. La longueur d'enregistrement peut aller jusqu'à 262144 points. Le codage est de 12 bits et l'amplitude du signal de sortie dans une impédance de 50 Ω peut être réglée entre 0.05 V crête à crête au minimum et 5 V crête à crête au maximum.

A partir de l'ordinateur qui contrôle le système de mesure on calcule le module $A(t)$ du signal d'enveloppe complexe filtré $I(t) + jQ(t)$. C'est ce module soit $A(t) = \sqrt{(I(t)^2 + Q(t)^2)}$ qui est envoyé à l'AWG. Ce dernier travaillant avec une horloge externe qui est en fait celle qui est interne au générateur de signaux modulés SMU 200 va générer un signal équivalent à ce que fournirait un détecteur d'enveloppe du signal RF. Pour obtenir un niveau de tension d'alimentation suffisante et pouvoir polariser un amplificateur de puissance RF, la sortie de l'AWG est connectée à l'entrée d'un amplificateur linéaire basse fréquence.

Nous utilisons pour cela le modèle "F70PV" de la société FLC Electronics. Cet amplificateur de puissance qui a une bande passante qui s'étend du continu (DC) à 5MHz possède comme élément constituant principal un amplificateur opérationnel de puissance. Son étage de sortie utilise deux transistors MOS de puissance complémentaires avec une polarisation +37V et -37V comme représenté figure 2.8. Cet amplificateur se comporte en générateur de tension avec une impédance de sortie très faible de l'ordre de l'ohm.

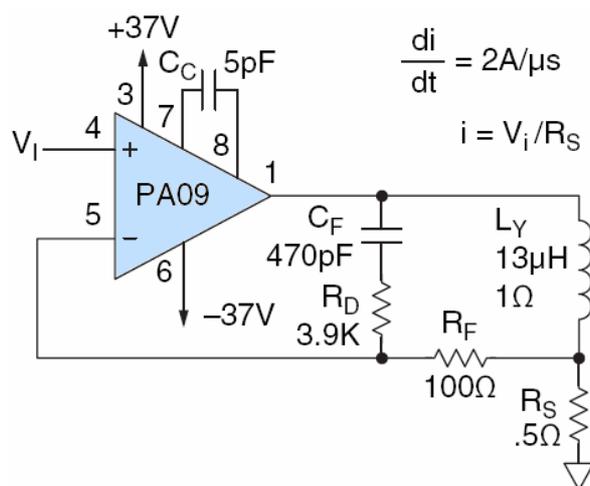


Fig 2. 8 Circuit de sortie de l'amplificateur linéaire d'instrumentation DC-5MHz

Le gain en tension variable est au maximum de 10. Il peut délivrer une tension maximale de sortie de 70V. Il peut délivrer au maximum un courant de 2A.

Pour mesurer les tensions et courants générés en sortie de cet amplificateur et fournis à l'accès de polarisation de drain de l'amplificateur RF sous test on utilise une sonde de courant, une sonde de tension et un oscilloscope. Nous utilisons un oscilloscope 4 canaux (Agilent MSO7104A) qui a une bande passante de 100MHz, une fréquence d'échantillonnage de 2GS/s et une profondeur mémoire de 8Mpts.

Nous utilisons une sonde passive de tension HP/Agilent 10074C. Celle ci peut effectuer des mesures jusqu'à une fréquence maximale de 150 MHz. Le temps de montée (calculé) est inférieur à 2,33ns, la résistance d'entrée est 10 MOhm (en cas de terminaison en 1 MOhms), la capacité d'entrée est de l'ordre de 15 pF, avec une plage de compensation entre 9 et 17 pF.

La sonde de courant utilisée est le modèle N2782A de la société Agilent. Cette sonde peut mesurer un courant DC et AC jusqu'à une fréquence de 50MHz avec une valeur maximale de 30 Ampères RMS. Cette sonde peut se connecter directement à l'entrée haute impédance de l'oscilloscope.

Afin de vérifier le bon fonctionnement de la voie de polarisation nous avons fait plusieurs mesures de courant et de tension en connectant celle ci sur une résistance 50Ω. Cette valeur d'impédance est proche de celle que présente l'accès polarisation de drain de l'amplificateur de puissance RF GaN Cree 10W sur lequel sera connecté cette voie de polarisation et dont les résultats seront détaillés dans le chapitre 3. Le schéma du banc de mesure utilisé à cet effet est présenté figure 2.9.

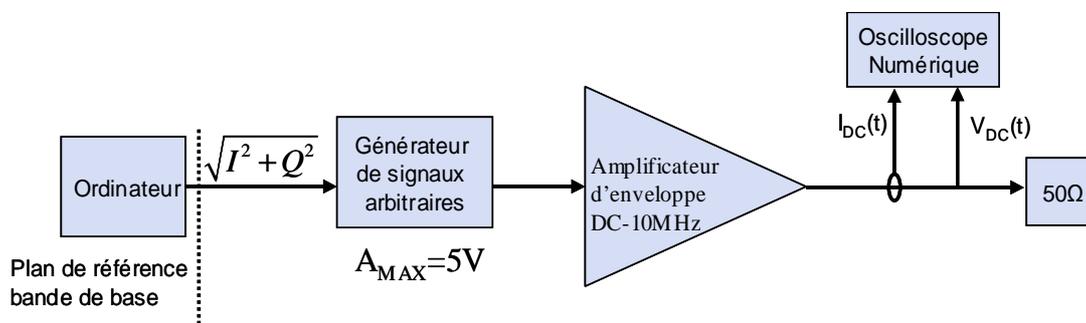


Fig 2. 9 Voie de polarisation fermée sur 50 Ω

Une série de mesure est présentée pour plusieurs types de signaux.

II.4.1. Mesure de courant et tension en DC

Une première mesure est celle qui sera mise en œuvre dans le cas d'une caractérisation d'un amplificateur RF avec une tension de drain constante. Nous envoyons un signal constant et égal à 1V dans l'AWG. Nous réglons l'amplitude du signal analogique que va générer la sortie de l'AWG à 2.8V puis nous réglons le gain de l'amplificateur DC-5MHz au gain en tension maximal qui vaut 10. Les courbes de tension et de courant mesurées aux bornes de la résistance 50Ω sont données figure 2.10.

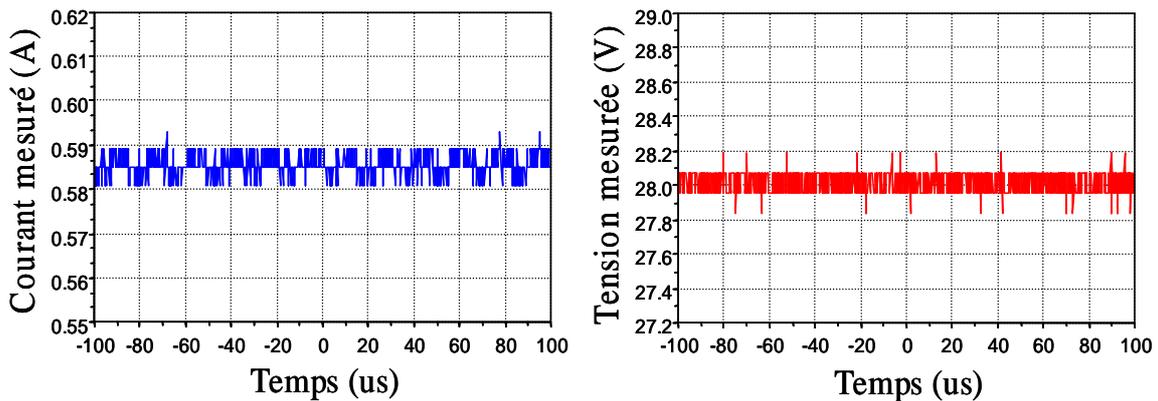


Fig 2. 10 Mesures de tensions et courants sur la voie de polarisation en DC

La tension mesurée est égale à 28V, avec une variation de 0.1V. Le courant mesuré est de 0.59A avec une variation de 10mA .Ceci montre le bon fonctionnement de notre système de polarisation en mode de polarisation fixe.

II.4.2. Mesure de courant et tension de forme sinusoïdale (100KHz-5MHz)

Dans le but d'appliquer une forme de signal de contrôle de polarisation que l'on retrouvera pour un test de type biporteuse de l'amplificateur de puissance RF avec enveloppe tracking nous envoyons à l'AWG une séquence correspondant au module d'une sinusoïde ayant une amplitude maximale égale à 1V . Après les réglages de l'amplitude dans l'AWG et du gain de l'amplificateur DC-5MHz, les courbes de tension et de courant mesurées aux bornes de la résistance 50Ω pour une fréquence de la sinusoïde de 100KHz sont montrées figure 2.11.

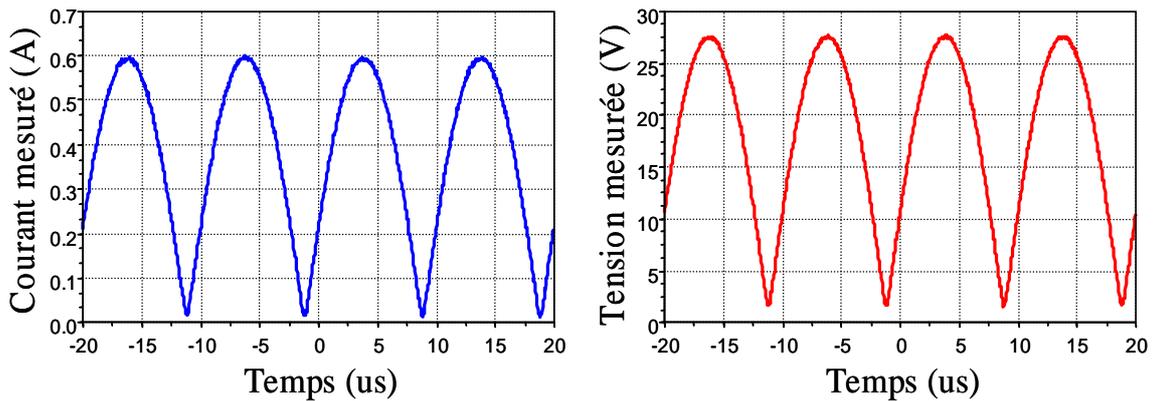


Fig 2. 11 Mesures de tension et courant correspondant au module d'une sinusoïde à 100KHz

Nous obtenons une variation de tension de polarisation entre 0V et 28V et nous constatons que le courant suit bien les formes de la tension sans décalage. Pour voir l'effet de la vitesse de modulation nous effectuons les mêmes types de mesures pour une sinusoïde de 5MHz qui va donner un module ayant une fréquence de répétition correspondante de 10MHz comme illustré figure 2.12.

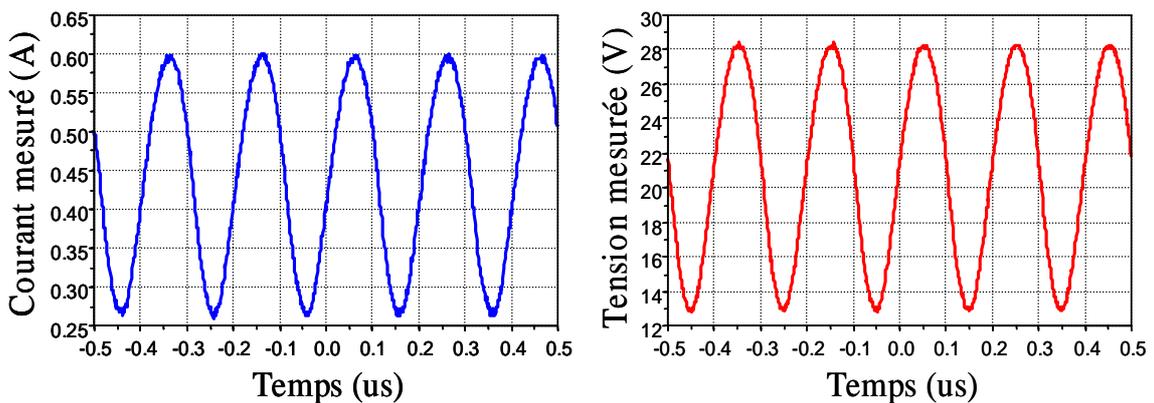


Fig 2. 12 Mesures de tension et courant correspondant au module d'une sinusoïde à 5 Mhz

Après réglages de l'amplitude dans l'AWG, la tension mesurée montre une limitation des niveaux entre 12V et 28V, tandis que les niveaux idéalement amplifiés devraient être compris entre 0V et 28V. Cette limitation est naturellement due à la bande de fonctionnement de l'amplificateur DC - 5 MHz.

II.4.3. Mesure de courant et tension applicable à un cas de type QAM16 (100KHz-5MHz)

Lorsque on génère un signal qui représente le module de l'enveloppe complexe d'un signal de type QAM 16 à 100Ksym/s et à 5Msym/s on obtient les résultats présentés figures 2.13 et 2.14.

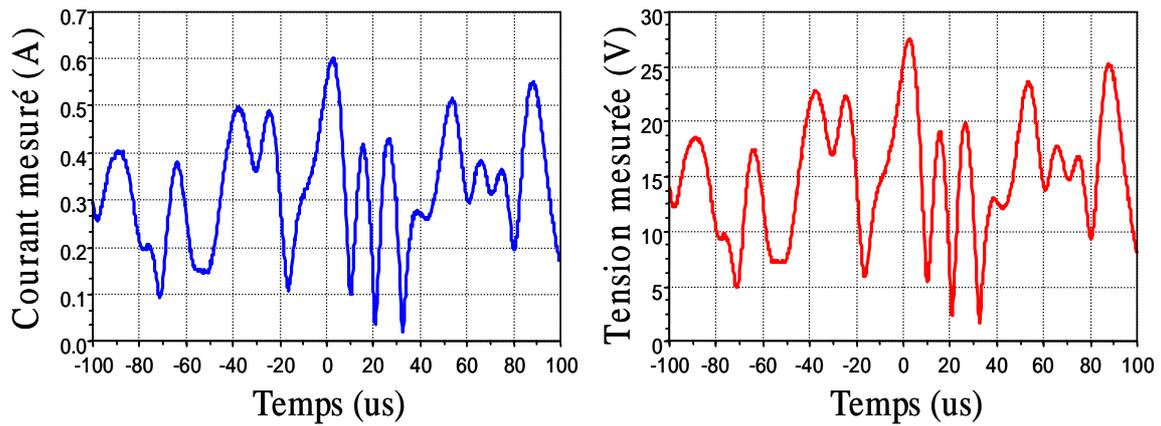


Fig 2. 13 Mesures de tension et courant correspondant au module d'une enveloppe de modulation de type QAM 16 à 100 Ksym/s

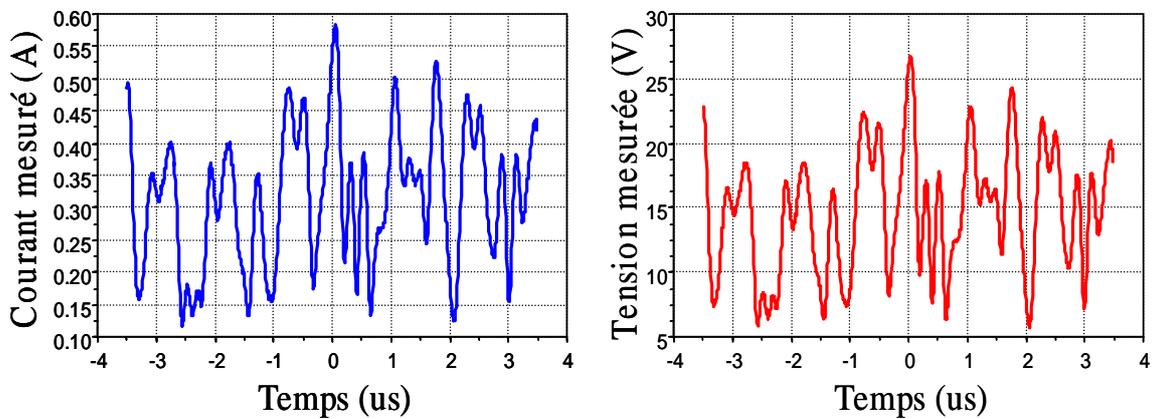


Fig 2. 14 Mesures de tension et courant correspondant au module d'une enveloppe de modulation de type QAM 16 à 5 Msym/s

Dans le cas 100 Ksym/s la tension mesurée aux bornes de la résistance 50Ω varie entre 0V et 28V et le courant mesuré est équivalent à la tension obtenue divisée par la résistance 50Ω . Pour le cas 5Msym/s ,le problème des niveaux de tension apparaît mais le courant suit bien les variations de tension. Il est important de préciser que les limitations des niveaux de tension seront corrigées par une partie logicielle en réglant la forme de la loi de commande appliquée sur le vrai circuit de polarisation de l'amplificateur RF. Cet aspect sera décrit dans le troisième chapitre.

II.5. Etalonnage et vérification de la dynamique de mesure

II.5.1. Correction d'enveloppe de la chaîne de mesure

Le système de mesure développé utilise un analyseur vectoriel de signaux ayant un seul canal de mesure. Il faut donc utiliser un commutateur et deux coupleurs comme illustré figure 2.15.

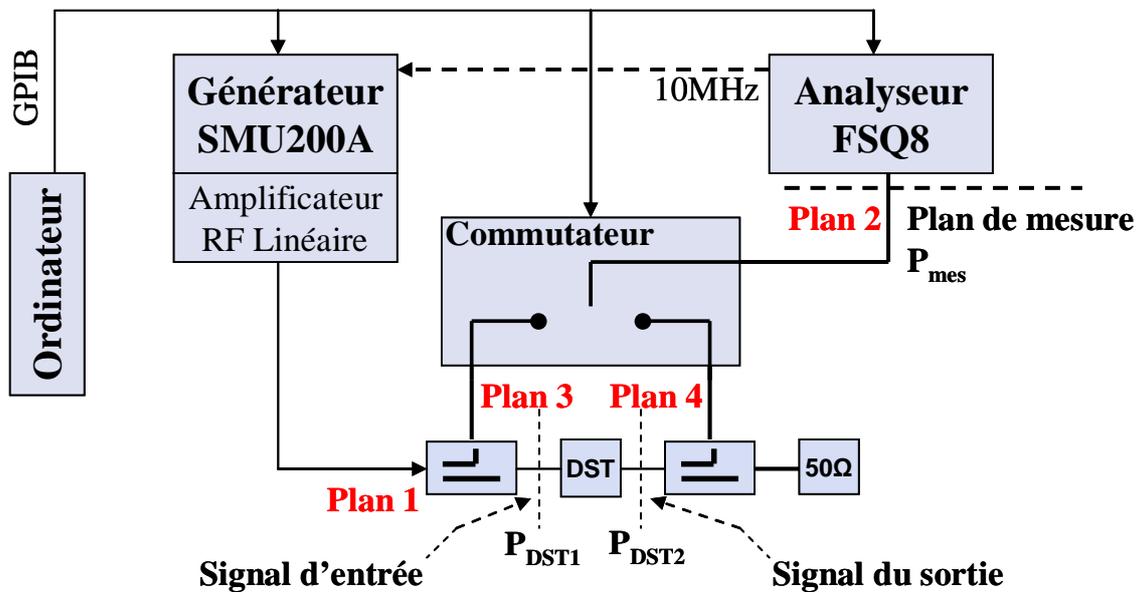


Fig 2. 15 Principe de l'étalonnage du système de mesure.

Les blocs passifs composés du commutateur, des coupleurs et des câbles doivent être caractérisés afin de corriger les mesures faites à l'analyseur pour en déduire les mesures d'enveloppe des signaux RF présents dans les plans de référence en connecteur notés respectivement P_{DST1} et P_{DST2} .

Le principe de cette correction est le suivant :

- Une mesure des paramètres S en module et en phase est faite pour une bande de fréquence assez large (2-4 Ghz par exemple) entre les plans 1 et 2 , entre les plans 1 et 3 et entre les plans 4 et 2 de la figure 2.15 . On notera respectivement les paramètres correspondants $S_{21}(f)$; $S_{31}(f)$; $S_{24}(f)$.
- Un programme d'interpolation de type Spline passant par les points de mesure est appliqué pour déterminer les paramètres S sur une bande de fréquence centrée sur la fréquence porteuse et ayant une largeur de l'ordre de 5 fois la bande de modulation utilisée . Cette étape d'interpolation est nécessaire pour avoir une précision

d'étalonnage en fonction de plusieurs paramètres : la fréquence centrale, la bande de signal, la fréquence d'échantillonnage et le nombre de points de mesure. Ceci est illustré graphiquement figure 2.16.

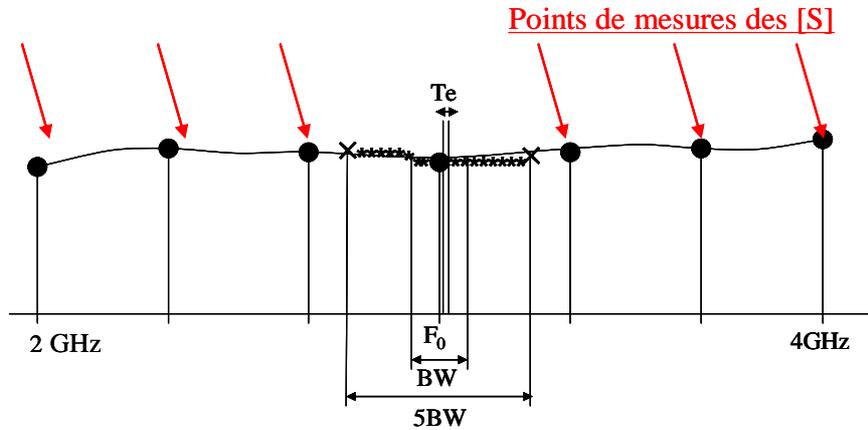


Fig 2. 16 Illustration graphique de l'interpolation effectuée pour la correction d'enveloppe.

Les signaux d'enveloppe corrigés sont déterminés dans le domaine fréquentiel à l'aide des équations (2.1) et (2.2):

$$\tilde{X}_{\text{signal_d'entrée}}(f) = \frac{\tilde{s}_{31}(f)}{\tilde{s}_{21}(f)} \times \tilde{X}_{\text{signal_mesuré}}(f) \quad (2.1)$$

$$\tilde{X}_{\text{signal_de_sortie}}(f) = \frac{1}{\tilde{s}_{24}(f)} \times \tilde{X}_{\text{signal_mesuré}}(f) \quad (2.2)$$

Sij sont ici les paramètres "S" en équivalent passe bas.

$\tilde{X}(f)$ sont les spectres des signaux d'enveloppe dans les plans P_{DST1} et P_{DST2} .

Les enveloppes complexes des signaux modulés présents en entrée et en sortie du dispositif sous test sont ensuite déterminées dans le domaine temporel en appliquant aux spectres définis ci dessus une transformée de Fourier inverse. Tout cela réalise en fait une correction de temps de propagation de groupe du bloc passif et un correction des pertes.

II.5.2. Mesure à vide en mode CW

Une validation de cet étalonnage est faite en réalisant une connexion directe entre les deux coupleurs de mesure comme indiqué figure 2.17.

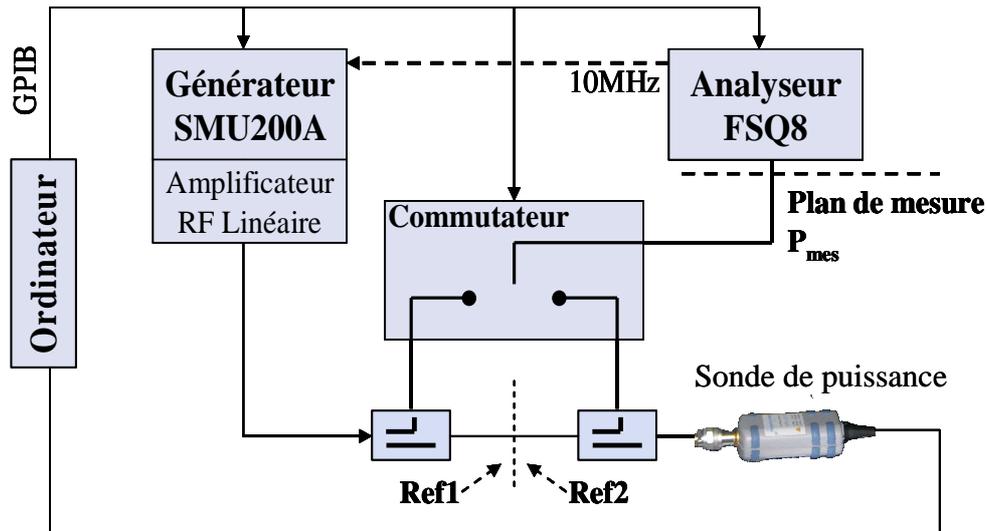


Fig 2. 17 Montage de validation de l'étalonnage.

D'une part on réalise une mesure de puissance moyenne avec une sonde de puissance Rhodes et Schwarz NRP-Z11 pour un signal RF CW que l'on balaye dans la bande de fréquence d'intérêt. D'autre part on mesure avec l'analyseur de signaux vectoriel opérant en mode démodulation I/Q l'enveloppe du signal qui est dans ce cas un signal DC.

A titre d'exemple, pour une fréquence de travail de 3.6.GHz, et un balayage de puissance allant de -80dBm à + 15 dBm on obtient les résultats montrés figure 2.18

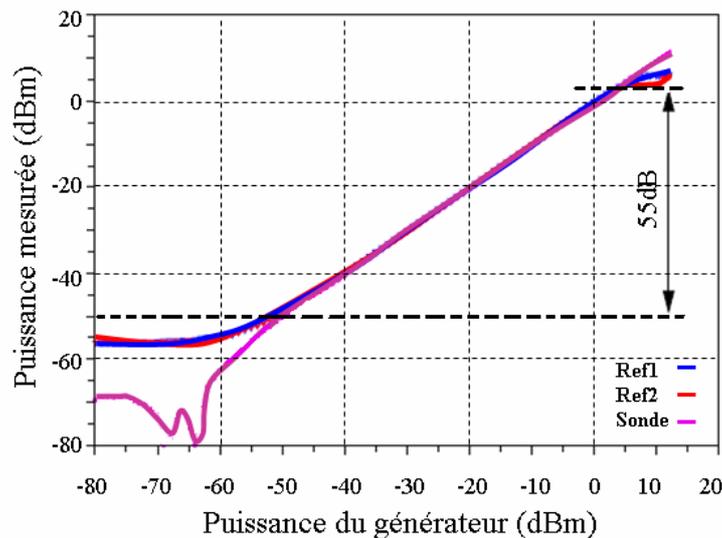


Fig 2. 18 Mesure de validation de l'étalonnage en puissance.

Ces résultats de mesure sont obtenus en fixant l'atténuateur d'entrée de l'analyseur à 5dBm. Ces résultats permettent en plus de montrer que la dynamique du banc pour des mesures

temporelles d'enveloppe est de l'ordre de 55dB. Pour des puissances inférieures à -55dBm ou supérieures à 5dBm les puissances ne sont pas identiques parce qu'on se trouve respectivement dans la zone de bruit de l'analyseur et dans la zone non linéaire des mélangeurs de l'analyseur. On peut noter également que dans cette gamme de puissance le déphasage mesuré fluctue d'environ +/- 2 degrés comme le montre la figure 2.19,

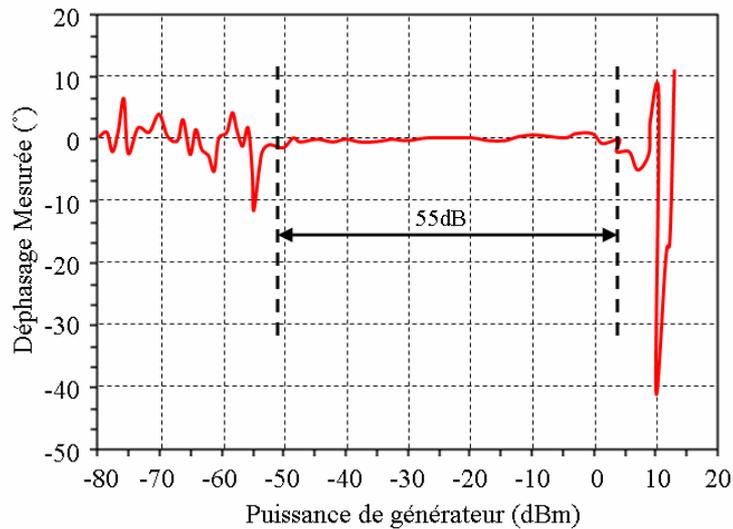


Fig 2. 19 Mesure de déphasage pour la validation de l'étalonnage.

II.5.3. Mesures en signaux modulés

Nous avons fait une mesure de vérification de la dynamique du banc de mesure en signal modulé. Pour cela nous faisons une connexion directe entre les deux coupleurs de mesure comme représenté figure 2.20.

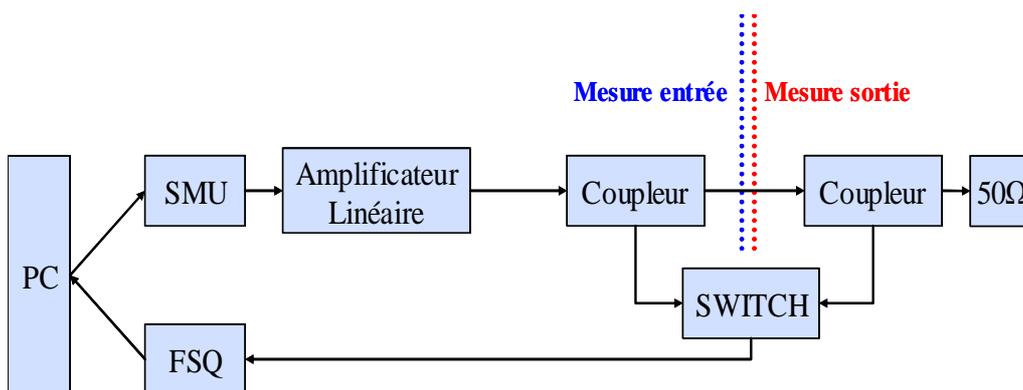


Fig 2. 20 Synoptique du banc de mesure pour la caractérisation de la dynamique du banc en signal modulé.

Nous utilisons par exemple un signal de type QAM16. Nous mesurons les puissances moyennes d'entrée et de sortie ainsi que l'ACPR déterminé à partir de la mesure temporelle des enveloppes suivie d'une transformation de Fourier.

Nous utilisons deux méthodes pour le balayage de la puissance d'entrée. Un schéma de principe de notre système de génération est rappelé figure 2.21 pour expliquer les deux méthodes.

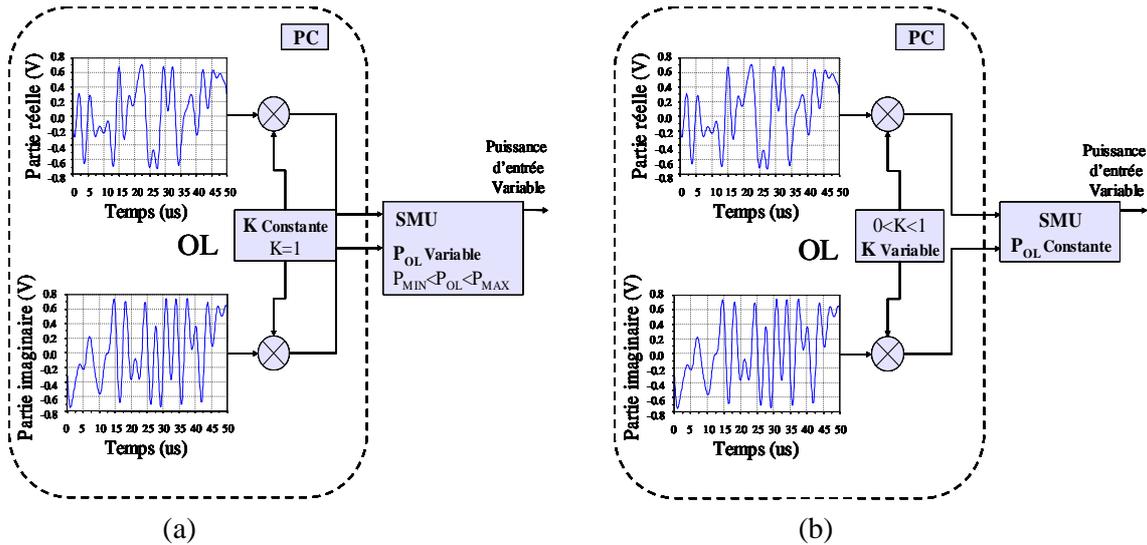


Fig 2. 21 Illustration des deux méthodes de balayage de puissance des signaux.(a) balayage de l'amplitude maximale des signaux I/Q - (b) balayage du niveau de puissance de l'OL.

La première méthode (Figure 2.21.a) consiste à fixer la puissance OL du modulateur et à balayer la puissance d'entrée par le changement du module maximal de l'enveloppe du signal en bande de base avant de l'envoyer vers le modulateur I/Q. Pour faire un balayage de N points de la puissance d'entrée, nous générons N fois le signal en bande de base et chaque fois on le multiplie par un facteur d'amplitude K différent ($K_1 < K < K_N$).

La deuxième méthode (Figure 2.21.b) consiste à fixer le module maximal de l'enveloppe du signal en bande de base et à balayer la puissance OL du modulateur. Dans ce cas pour faire un balayage de N points de la puissance d'entrée, nous générons un seul signal en bande de base avec une amplitude constante correspondant à l'utilisation pleine échelle des convertisseurs numériques analogiques et on change N fois la puissance du modulateur ($P_{MIN} < P_{OL} < P_{MAX}$).

II.5.3.1. Mesure AM/AM à vide

Nous mesurons avec les configurations du banc décrites dans le paragraphe précédent la puissance de sortie moyenne en fonction de la puissance d'entrée moyenne pour des signaux d'entrée de type QAM16 à 5 Msymb/s avec un filtrage en racine de cosinus surélevé et un roll off de 0.35. La mesure montrée ici est faite à une fréquence centrale de 2.5GHz. Le balayage de puissance d'entrée est fait en modifiant l'amplitude maximale de l'enveloppe en bande de base (Figure 2.21.a). La figure 2.22 montre la courbe P_s/P_e moyenne obtenue.

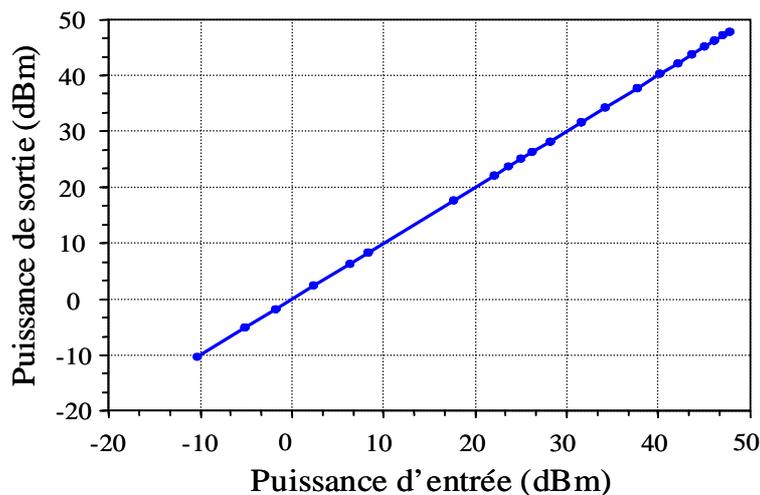


Fig 2. 22 Courbe de puissance moyenne à vide du banc de mesure.

Une réponse linéaire est constatée pour la variation de la puissance de sortie moyenne à vide en fonction de la puissance d'entrée moyenne, ce qui montre la linéarité en puissance moyenne de notre banc de mesure dans une zone qui s'étend de -10dBm à 50dBm.

Cette mesure de puissance moyenne ne permet pas de juger finement du taux de non linéarité que peut commencer à générer la chaîne de mesure. Pour cela une mesure d'ACPR à vide apparaît nécessaire.

II.5.3.2. Mesure ACPR à vide

Dans cette étape, nous faisons une mesure d'ACPR à vide pour un signal de type QAM16 et deux valeurs de la bande de modulation (100Ksymb/s et 6Msymb/s). Les résultats de mesure sont montrés figures 2.23 et 2.24. Pour chaque bande de modulation nous faisons deux mesures ; la première correspond à un balayage de puissance par le module maximal d'enveloppe en bande de base et l'autre correspond à un balayage par la puissance d'OL du modulateur.

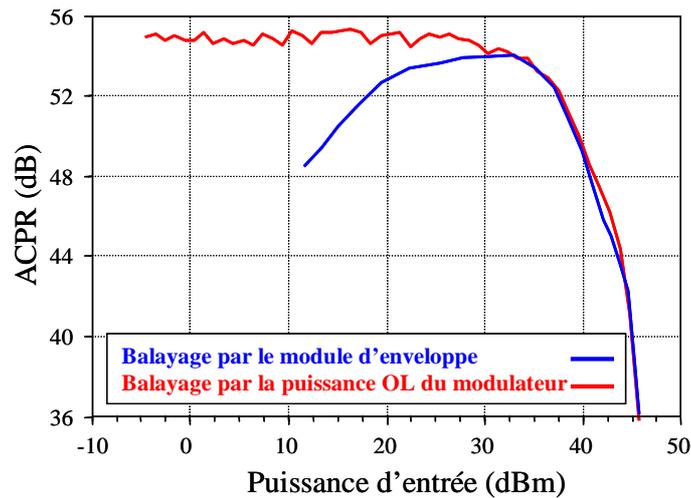


Fig 2. 23 Courbe d'ACPR à vide dans le cas d'une QAM 16 à 100Ksym/s

Les courbes de mesure se divisent en trois zones de linéarité en fonction de la puissance.

- Pour une puissance de sortie supérieure à 40dBm, la non linéarité obtenue en terme d'ACPR devient inférieure à 50 dBc. Ceci est dû à la zone de fonctionnement non linéaire de notre chaîne d'amplification. En effet 40 dBm (soit 10 W) correspond environ à un fonctionnement avec 13 dB de recul de puissance de notre amplificateur de puissance 200W.
- Pour une puissance de sortie variant entre 15dBm et 39 dBm, l'ACPR est supérieur à 50dBc. Dans cette zone, les deux méthodes de balayage donnent de bonnes performances.
- Pour une puissance de sortie inférieure à 15dBm une grande différence apparaît sur la linéarité du système selon la méthode de balayage choisie. En balayant la puissance de l'OL du modulateur la réponse est très linéaire tandis que le balayage par l'enveloppe en bande de base fournit de mauvaises performances. Ceci est dû au fait que pour un module de signal d'entrée très faible les convertisseurs numériques/analogiques de 16 bits ne fournissent pas la précision souhaitée pour la génération de signaux I et Q analogiques. Cet aspect se dégrade si la bande de modulation augmente comme le montre la figure 2.24.

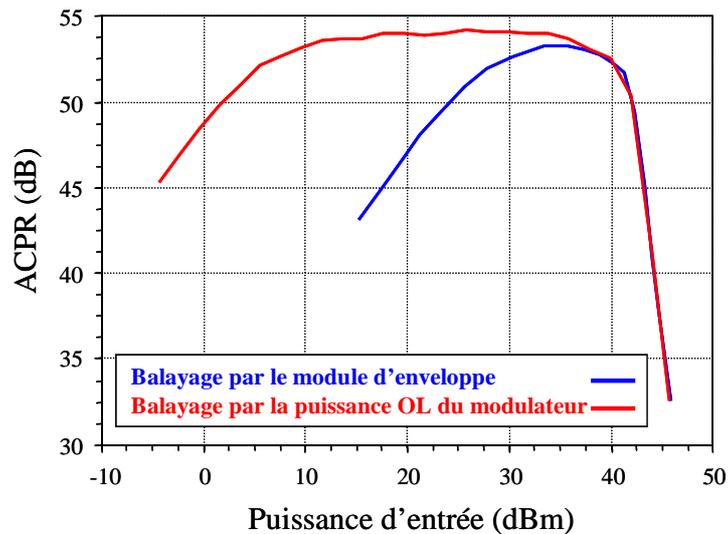


Fig 2. 24 Courbe d'ACPR à vide dans le cas d'une QAM 16 à 6 Msymb/s

Si on souhaite une valeur à vide d'au moins 50 dBc on pourra faire des caractérisations de linéarité d'amplificateurs sur une plage de puissance d'environ 40 dB. Cette plage devra être respectée si on veut juger de la linéarité du dispositif sous test seul et non d'une cascade entre chaîne de génération et amplificateur sous test.

II.6. Synchronisation logicielle entre les enveloppes des signaux RF d'entrée et de sortie

Comme le récepteur utilisé dans notre système ne possède qu'un seul canal de mesure, les mesures simultanées des signaux d'entrée et de sortie d'un dispositif sous test sont donc impossibles. Ceci nécessite une étape de synchronisation logicielle entre ces signaux qui sont capturés séquentiellement si on veut tracer les caractéristiques de transfert d'enveloppe du dispositif sous test. Cette étape n'est pas nécessaire pour caractériser un amplificateur en mode statique en utilisant successivement plusieurs mesures en mode CW qui correspondent à des signaux d'enveloppe DC sur les voies I et Q.

Le problème de synchronisation apparaît lorsqu'il s'agit de caractériser l'amplificateur soumis à un signal modulé en terme de caractéristiques de transfert d'enveloppe (AM/AM et AM/PM) instantanées ou bien en terme de linéarité par le critère d'EVM.

Considérons à titre d'exemple un signal d'entrée de type QAM16 avec un débit symbole de 100Ksymb/s, filtré en racine de cosinus surélevé avec un roll off de 0.35. Les figures 2.25 et

2.26 présentent respectivement les modules des enveloppes complexes d'entrée et de sortie ainsi que les diagrammes vectoriels mesurés séquentiellement en entrée et en sortie de l'amplificateur sous test (CREE GaN 10W à 3.6GHz).

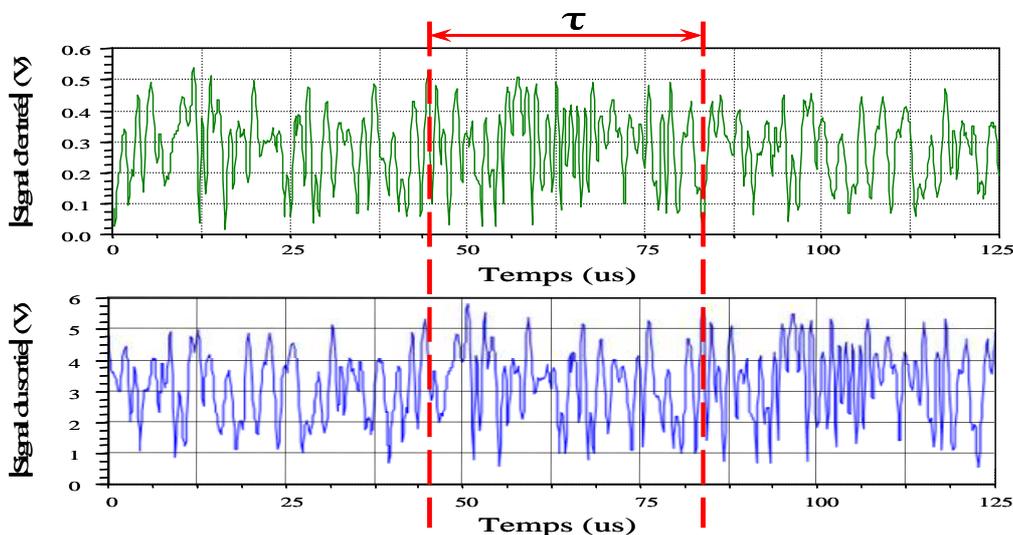


Fig 2. 25 Exemple de modules d'enveloppes mesurées en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) avant synchronisation logicielle

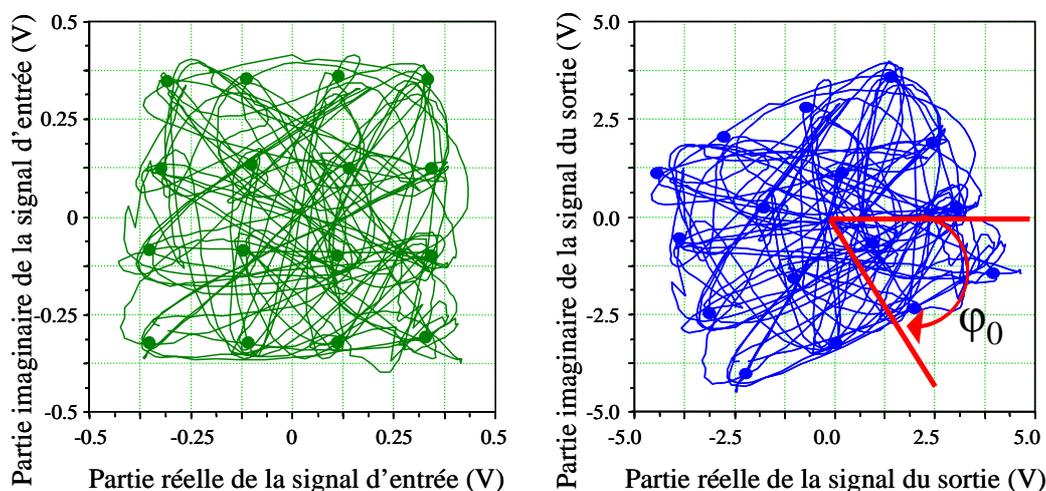


Fig 2. 26 Exemple de diagrammes vectoriels mesurés en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) avant synchronisation logicielle

Sur la figure 2.25 un décalage temporel τ apparaît entre les modules des enveloppes complexes d'entrée et de sortie. Ce retard τ est du à la non synchronisation matérielle entre le générateur et le récepteur. Sur la figure 2.26 on peut observer une rotation de phase φ_0 entre les diagrammes vectoriels des signaux d'entrée et de sortie. Celui ci met en évidence le déphasage entre les oscillateurs locaux internes du générateur et du récepteur auquel s'ajoute

un déphasage moyen entre signaux d'entrée et de sortie apporté par l'amplificateur de puissance. Il est ainsi clair que la caractérisation en signal modulé effectué sur ce système de mesure nécessite une procédure de synchronisation logicielle.

Dans la littérature, on trouve plusieurs procédures de synchronisation appliquées aux mesures d'enveloppes de signaux modulés.

Des procédures de synchronisation par inter-corrélation temporelle ont été appliquées dans [2][3]. Des procédures faites par l'inter-corrélation fréquentielle sont rapportées dans [4]. Dans [5] la procédure de synchronisation utilisée consiste à générer un signal en bande de base qui comprend une première séquence de déclenchement suivie par la forme d'onde à mesurer. Ensuite le signal mesuré est synchronisé temporellement avec le signal de référence en alignant les séquences de déclenchement des deux signaux. La première période du signal réel est supprimée afin d'éliminer les variations transitoires sur la forme d'onde liée à la séquence de déclenchement.

En utilisant l'inter-corrélation dans le domaine temporel, la résolution temporelle est égale au temps d'échantillonnage T_e , tandis qu'une inter-corrélation réalisée par un calcul dans le domaine fréquentiel permet une meilleure précision temporelle. C'est la raison pour laquelle nous allons mettre en œuvre dans ces travaux une procédure d'inter corrélation fréquentielle que nous allons décrire maintenant.

Considérons l'enveloppe complexe $\tilde{y}(t)$ mesurée à la sortie d'un dispositif sous test. Si on l'exprime au premier ordre par un gain complexe équivalent en fonction de l'enveloppe complexe d'entrée $\tilde{x}(t)$ on a les relations (2.3). et (2.4).

$$\tilde{y}(t) = G \cdot \tilde{x}(t - \tau) e^{j\varphi_0} \quad (2.3)$$

$$\tilde{Y}(f) = G \cdot \tilde{X}(f) e^{j(2\pi f\tau + \varphi_0)} \quad (2.4)$$

En faisant le produit des transformées de Fourier conjuguées des signaux d'enveloppe d'entrée et de sortie, on obtient la transformée de Fourier de l'inter-corrélation entre ces signaux d'enveloppe comme indiqué par l'équation 2.11.

$$\begin{aligned}
 \text{TF}[\text{corr}(\tilde{x}(t), \tilde{y}(t))] &= [\tilde{X}(f)] \times [\tilde{Y}(f)]^* \\
 &= [\tilde{X}(f)] \times [\tilde{X}(f)]^* e^{-j(2\pi f\tau + \varphi_0)} \\
 &= G^2 |\tilde{X}(f)|^2 e^{-j(2\pi f\tau + \varphi_0)}
 \end{aligned}
 \tag{2.5}$$

La phase de cette fonction d'inter-corrélation fréquentielle nous permet d'accéder au retard moyen d'enveloppe τ sur la bande de modulation ainsi qu'à la rotation de phase φ_0 entre les deux signaux d'oscillateurs locaux émission et réception que nous ne pouvons pas relier physiquement dans la configuration actuelle du système de mesure.

L'organigramme montré figure 2.27 décrit la procédure de synchronisation logicielle utilisée.

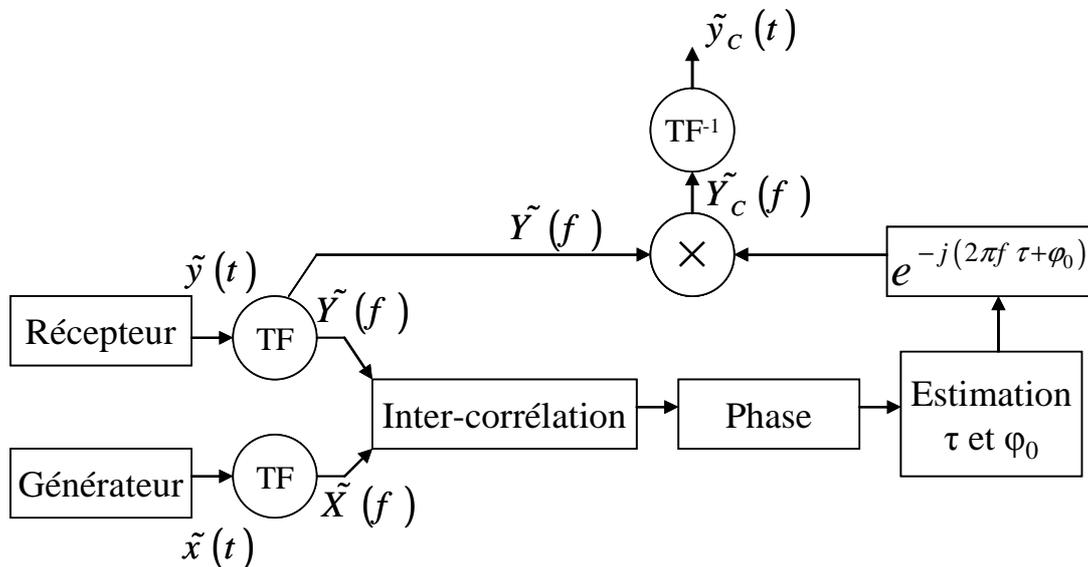


Fig 2. 27 Organigramme de la procédure de synchronisation logicielle

Pour visualiser la détermination de ces paramètres τ et φ_0 , on a tracé figure 2.28 le spectre d'inter-corrélation en module et en phase pour le cas d'un amplificateur de puissance soumis à un signal de type OFDM avec 128 sous porteuses de 16QAM à 1 Msymb/s filtré en cosinus surélevé avec un roll off de 0.1. On note que dans la bande du signal utile la phase φ est linéaire en fonction de la fréquence. On peut ainsi déterminer une équation de droite du type :

$$\varphi = 2\pi \cdot \tau \cdot f + \varphi_0.$$

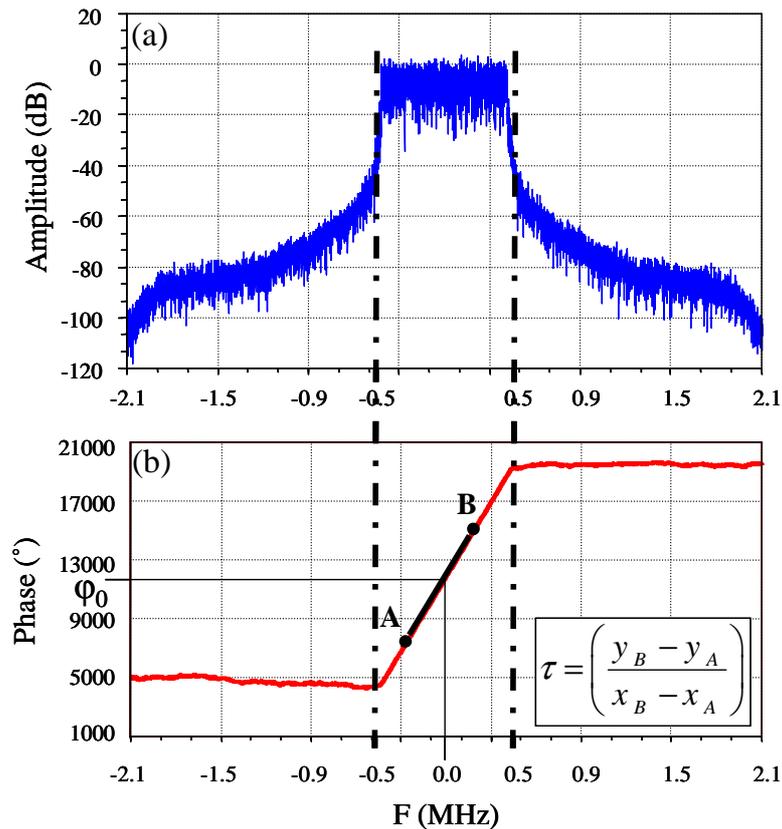


Fig 2. 28 Exemple de tracé du spectre de la fonction d'inter corrélation entre les enveloppes d'entrée et de sortie (a) module (b) argument

Connaissant par cette technique une estimation relativement précise de τ et ϕ_0 la correction logicielle des enveloppes mesurées en sortie de l'amplificateur s'effectue comme indiqué sur l'organigramme de la figure 2.27. Cette étape de correction logicielle est appliquée entre les signaux d'entrée et de sortie de l'amplificateur de puissance sous test si on veut caractériser son comportement seul. Dans le cas abordé dans le chapitre 3 où on veut appliquer une prédistorsion numérique pour linéariser le comportement de l'amplificateur étudié, cette étape de correction est appliquée sur la chaîne entière à savoir entre le signal d'enveloppe de sortie de l'amplificateur et le signal d'entrée en bande de base généré par l'ordinateur.

Après avoir appliqué la correction issue de ce calcul d'inter corrélation dans le domaine fréquentiel on peut observer figures 2.29 et 2.30 la bonne synchronisation entre les modules des enveloppes des signaux.

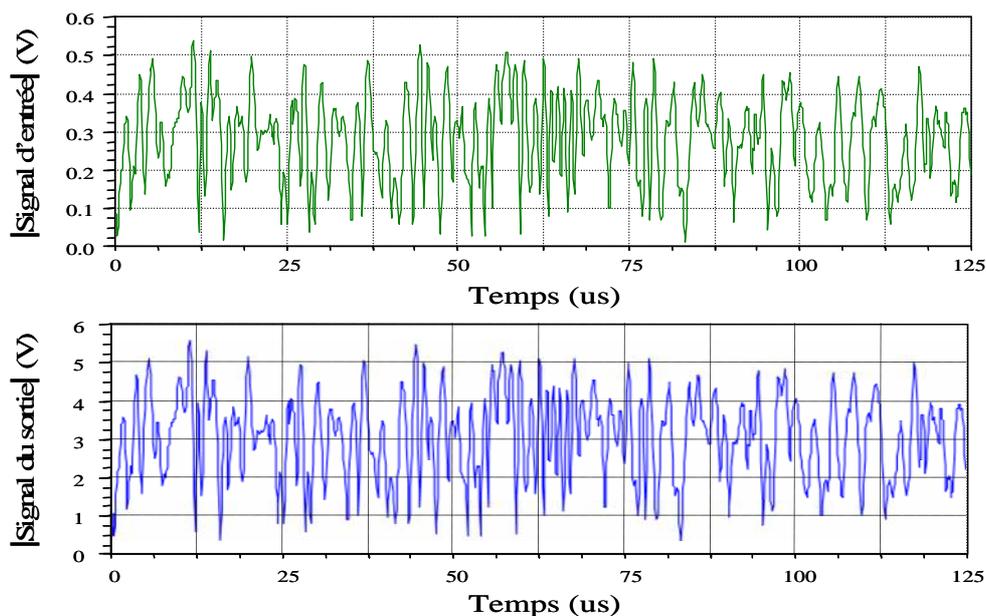


Fig 2. 29 Exemple de modules d'enveloppes mesurées en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) après synchronisation logicielle

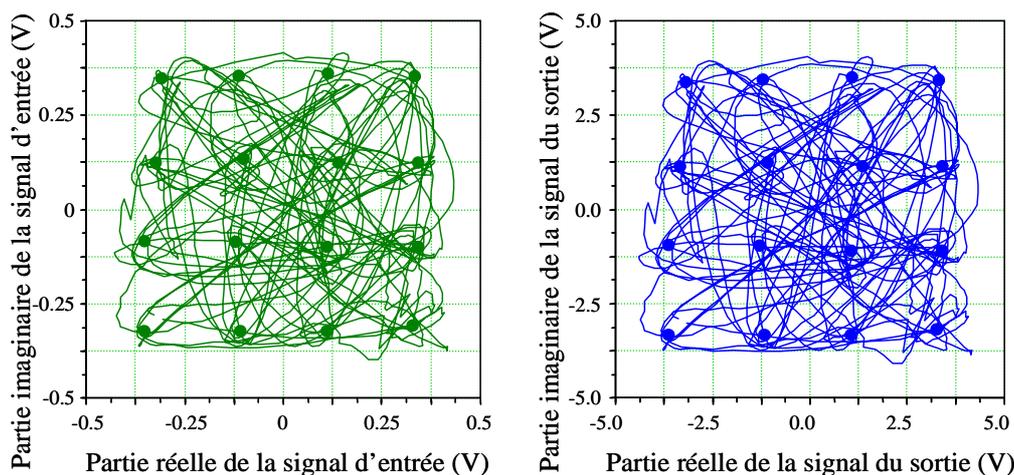


Fig 2. 30 Exemple de diagrammes vectoriels mesurés en entrée et en sortie d'un dispositif (QAM 16 100 Ksymb/s) après synchronisation logicielle

II.7. Alignement temporel entre signal RF modulé et signal de polarisation

Le banc de mesure construit au cours de ces travaux de thèse permet d'appliquer et d'étudier la méthode de polarisation dynamique (Envelope Tracking). Pour cela une procédure d'alignement temporel est indispensable entre le signal de polarisation et l'enveloppe du signal RF modulé de sortie afin que le signal de polarisation soit appliqué au bon moment par

rapport au niveau d'amplitude instantanée de l'enveloppe du signal RF , ceci au plus près de l'accès drain de la cellule active de l'amplificateur.

Plusieurs techniques ont été rapportées dans la littérature en retardant une des deux voies par rapport à l'autre.

Dans [6], le principe utilisé consiste à balayer le retard entre la voie de polarisation et la voie RF dans une plage de $\pm 0.2 * T_{\text{Symbole}}$, et à mesurer les puissances sur les canaux adjacents .Il est indiqué que dans ces conditions des variations d' ACPR de plus de 10 dB sont obtenues. L'augmentation du retard sur l'enveloppe augmente la puissance dans la bande latérale inférieure. Un retard de moins de $0.01 * T_{\text{Symbole}}$ sur le signal d'entrée par rapport au signal de commande de polarisation est requis pour atteindre une linéarité optimale. Les auteurs indiquent que le retard optimal correspond au point pour lequel les puissances des bandes latérales inférieures et supérieures sont égales (pas de dissymétrie).

Les effets de la différence entre les temps de parcours de l'enveloppe du signal RF d'entrée et du signal de modulation d'alimentation sont également étudiés dans [7]. Les travaux de cette référence indiquent que la sensibilité des performances est moins importante vis à vis de l'alignement temporel si le signal de contrôle de polarisation est une version filtrée du module de l'enveloppe instantanée. Nous reviendrons sur ces aspects de filtrage du signal de commande de polarisation dynamique en fin de manuscrit.

Dans [8], la solution de l'alignement temporel consiste à utiliser une ligne à retard sur le signal d'entrée .Cette ligne à retard est située juste avant l'amplificateur sous test. L'amplificateur mesuré est un LDMOS 400 W avec un contrôle de tension de drain dynamique qui génère deux valeurs différentes de V_{DS0} . Les résultats obtenus pour un signal OFDM à 6 MHz avec un PAPR de 10 dB montre que la PAE dans le cas d'un contrôle dynamique de tension de drain est de 34%, ce qui est supérieur de 15 point par rapport au cas à V_{DS0} constant et égal à 40 V .Ces performances correspondent à avec un recul de puissance de 10 dB.

On peut noter qu'on retrouve également ce problème général d'alignement temporel dans le cas d'un contrôle de polarisation de grille [9] appliqué sur un amplificateur Doherty 3 étages pour optimiser la plage de recul de puissance sur laquelle on maximise la puissance et le rendement de l'amplificateur.

Pour illustrer cet aspect, considérons figure 2.31 un schéma simplifié d'un amplificateur de puissance avec la technique d'enveloppe tracking (ET).

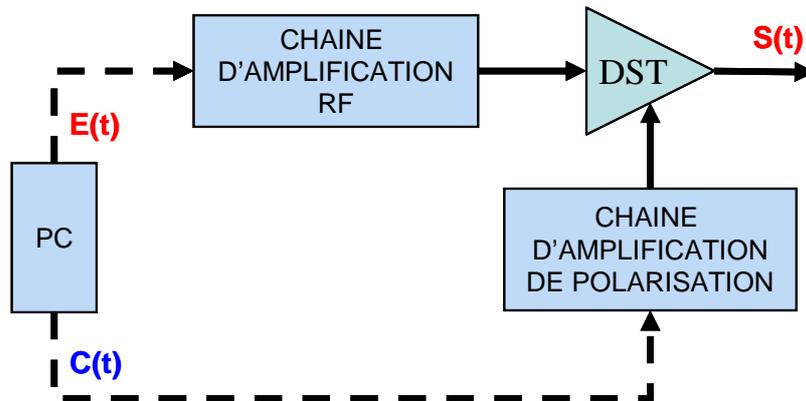


Fig 2. 31 Représentation de principe d'un amplificateur avec enveloppe tracking

Le signal d'entrée RF suit le chemin d'amplification RF pour arriver vers l'amplificateur sous test. On note $E(t)$ l'enveloppe de ce signal généré par l'ordinateur en bande de base. Le signal de contrôle de polarisation noté $C(t)$ doit entrer dans une chaîne d'amplification avant d'atteindre l'accès de polarisation de drain de l'amplificateur sous test. L'enveloppe du signal RF modulé résultant en sortie de l'amplificateur est notée $S(t)$.

Dans une première étape initiale et pour des conditions de puissance RF moyennes (quelques dB de backoff) on mesure et on trace les caractéristiques AM/AM instantanées soit $S(t)$ en fonction de $E(t)$. L'exemple obtenu pour un signal de type 16QAM avec un débit de 100Ksymb/s et un filtrage en racine de cosinus surélevé avec un roll off de 0.35 est présenté figure 2.32. Pour effectuer cette mesure un profil de loi de commande de polarisation $V_{dso} = F(E(t))$ est appliqué. Le problème de la détermination de cette forme de la loi de commande de polarisation de drain en fonction de la puissance d'entrée qu'il est nécessaire d'appliquer sera abordée dans le chapitre 3.

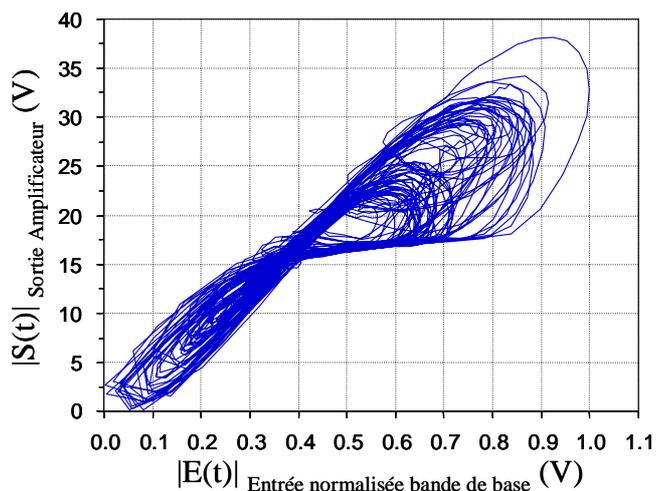


Fig 2. 32 Allure initiale de la caractéristique AM/AM dynamique d'un amplificateur avec enveloppe tracking non aligné temporellement

En retardant progressivement le signal de commande de polarisation par rapport à l'enveloppe du signal d'entrée RF, les courbes AM/AM obtenues pour plusieurs délais $\tau_1 < \tau_2 < \tau_3 < \tau_4$ sont illustrées figure 2.33.

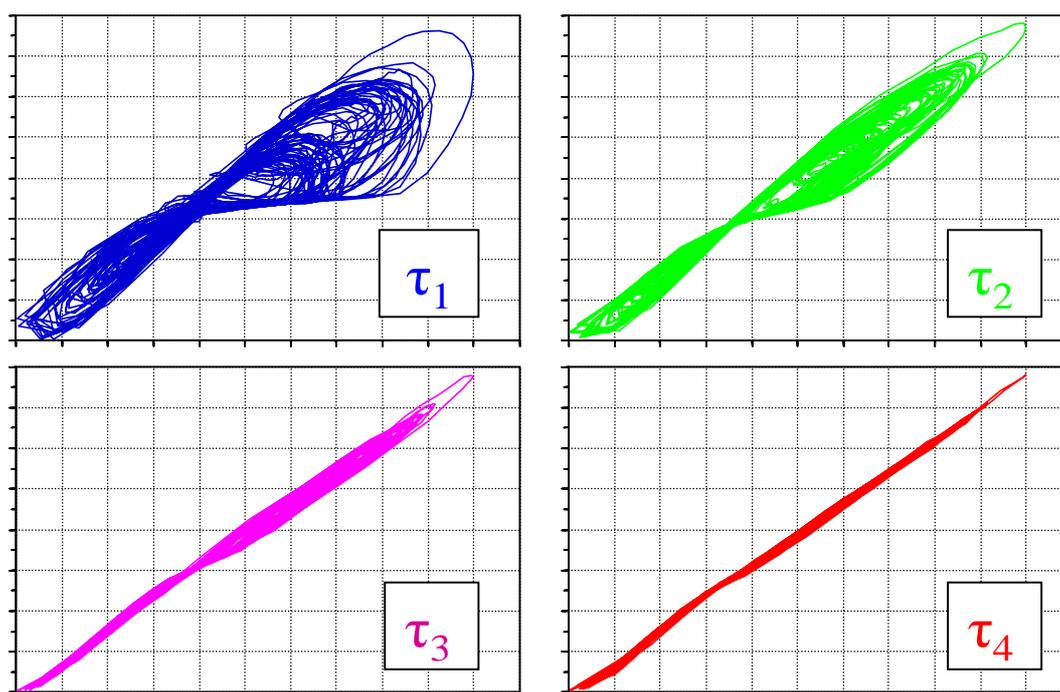


Fig 2. 33 Evolution des caractéristiques AM/AM dynamiques d'un amplificateur avec ET en fonction des différents retards temporels

Ces courbes montrent que le retard τ_4 optimal est celui qui correspond à la courbe AM/AM ayant la surface la plus faible. Il est également intéressant de constater l'effet de ces décalages

temporels sur les performances en ACPR en EVM .Ceci est montré figure 2.34 dans le cas d'un amplificateur pour une puissance de sortie moyenne de 36 dBm.

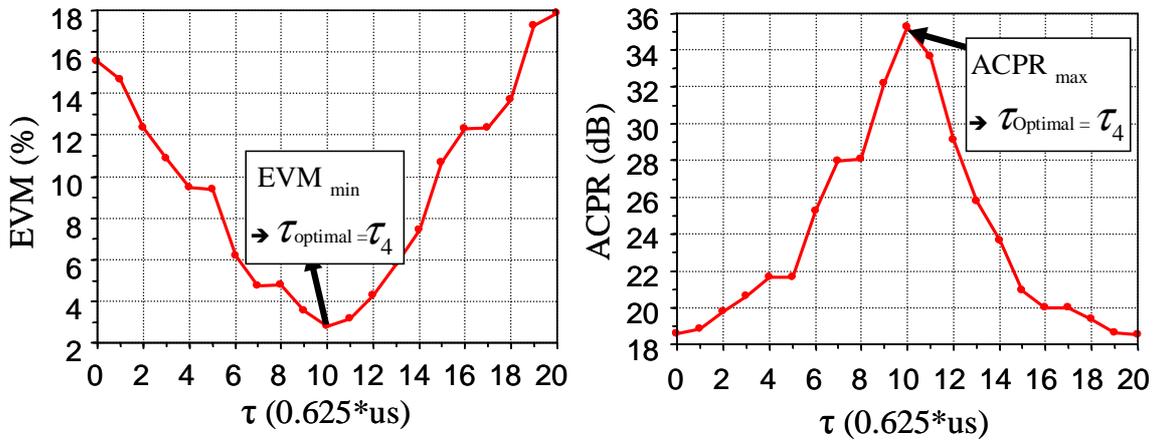


Fig 2. 34 Evolution de l'EVM (a) et de l' ACPR (b) autour du décalage temporel optimal

Les meilleures valeurs d'EVM et d'ACPR correspondent au retard optimal τ_4 qui donne la courbe AM/AM la plus fermée possible.

Pour déterminer les conditions qui correspondent à la fermeture de la courbe AM/AM nous calculons la somme des différences entre les ordonnées maximales $S_{max i}$ et minimales $S_{min i}$ pour chaque abscisse $E(t)_i$ de la caractéristique AM/AM mesurée. Ceci est illustré figure 2.35. Puis un écart moyen est déterminé en divisant cette somme par le nombre de points d'abscisses considérés.

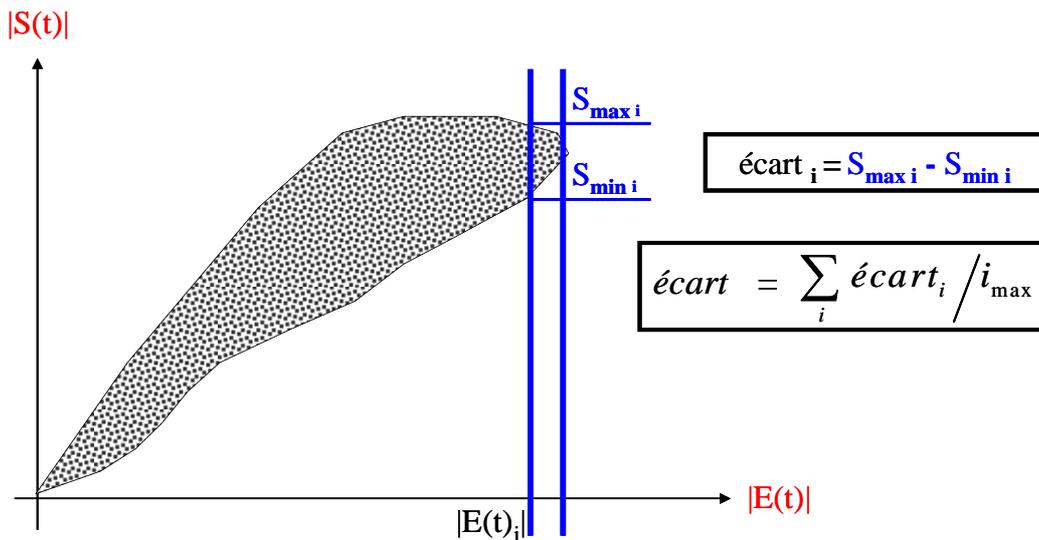


Fig 2. 35 Illustration de la détermination du taux de dispersion de la caractéristique d'enveloppe AM/AM instantanée

La procédure de recherche du retard optimal illustrée par l'organigramme de la figure 2.36.

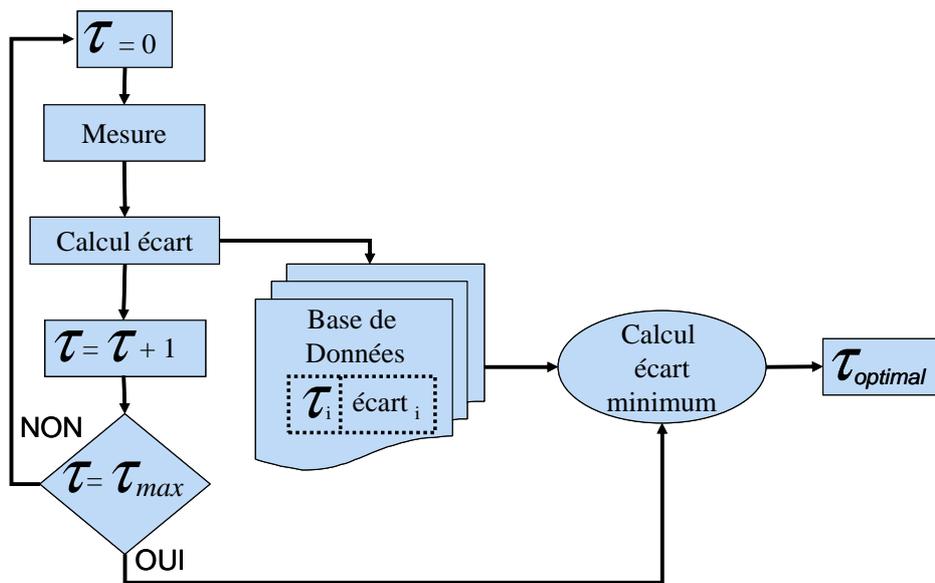


Fig 2. 36 Organigramme de la procédure de détermination du retard optimal.

Cette procédure nous amène au retard optimal qui correspond à l'EVM minimal et l'ACPR maximal. Le pas de balayage du retard τ est dans un premier temps un multiple du pas d'échantillonnage T_e .

Dans un deuxième temps nous cherchons à affiner le pas du retard appliqué. Pour cela on effectue un balayage plus fin centré autour du retard optimal τ_4 avec un pas de 0.05 us dans les deux directions ($\tau_4 + K * 0.01 \text{us}$, $\tau_4 - K * 0.01 \text{us}$). K est un entier. L'ajout de ce retard est fait maintenant dans le domaine fréquentiel afin d'avoir une résolution temporelle équivalente inférieure au pas d'échantillonnage. Cela peut se faire en calculant préalablement la transformée de Fourier du signal de contrôle de polarisation à envoyer vers la voie de polarisation puis en multipliant le spectre obtenu par la fonction $e^{-j 2\pi f \tau}$, où τ est le retard fin que l'on veut appliquer.

Suite à cela, une transformée de Fourier inverse est appliquée pour obtenir le signal temporel à envoyer à l'AWG connecté sur la voie de polarisation. Ces modifications de signaux sont faites dans le plan en bande de base sur l'ordinateur par des programmes écrits sous Scilab.

Pour constater l'effet obtenu avec ces réglages fins nous traçons figure 2.37 les courbes de variations d'ACPR et de rendement en puissance ajouté pour une puissance de sortie moyenne de 37.5dBm. Le signal appliqué est un signal 16QAM avec un débit de 100Ksym/s.

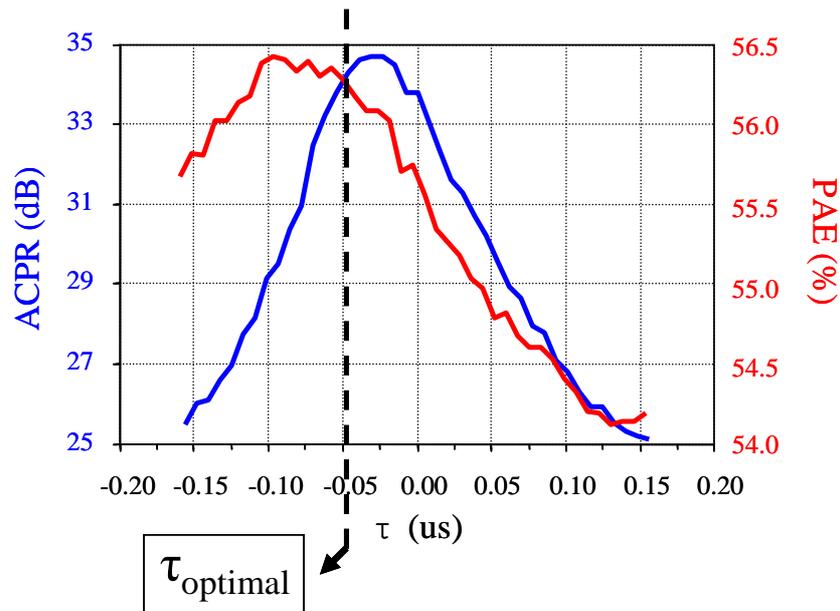


Fig 2. 37 Variations d'ACPR et de rendement pour des variations fines du retard temporel autour de la valeur optimale

Le point qui correspond au compromis rendement/linéarité est celui que nous choisissons comme point de retard optimal. Dans le cas présenté ici cet écart de recalage temporel vaut -0.05us alors que le pas d'échantillonnage est égal à 0.625us .

Ce retard varie avec le débit du signal d'entrée même si la puissance moyenne du signal est fixée. Ainsi pour les résultats qui seront présentés au chapitre 3 chaque fois que l'on changera le débit du signal on appliquera cette procédure de recherche du retard optimal.

III. Conclusion

Ce chapitre a présenté le système de caractérisation qui va nous permettre d'étudier la combinaison des techniques de contrôle de polarisation et de pré distorsion numérique appliquée à la recherche de l'amélioration des performances en rendement et en linéarité des amplificateurs de puissance. Il a particulièrement été mis en évidence l'importance des procédures de synchronisation logicielle et d'alignement temporel.

A titre de conclusion de ce chapitre on indique ci dessous, à partir de formes typiques de mesures temporelles d'enveloppe effectuées sur ce système, les formulations programmées pour calculer les différents paramètres telles que les puissances, le rendement, l'ACPR et l'EVM . Ces paramètres et leurs variations seront analysés conjointement pour juger des résultats de mesures qui vont être exposés dans le chapitre 3 et qui sont obtenus en exploitant le système de mesure qui a été décrit dans ce second chapitre.

Penons par exemple les formes de signaux I et Q obtenues après synchronisation logicielle en entrée et en sortie d'un dispositif et présentées figures 2.38 et 2.39.

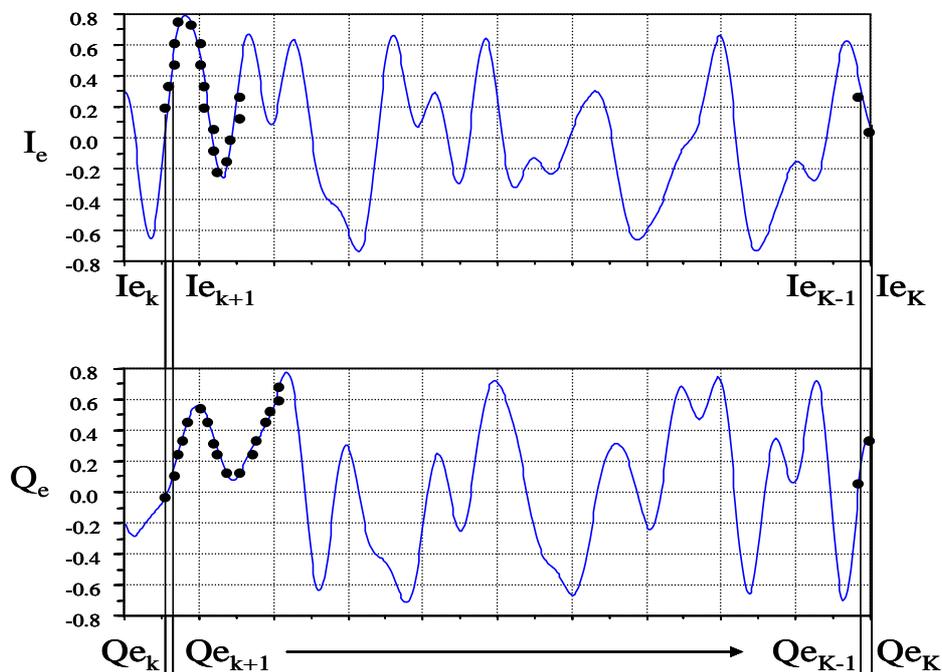


Fig 2. 38 Exemple de signaux I et Q mesurés à l'entrée d'un dispositif sous test

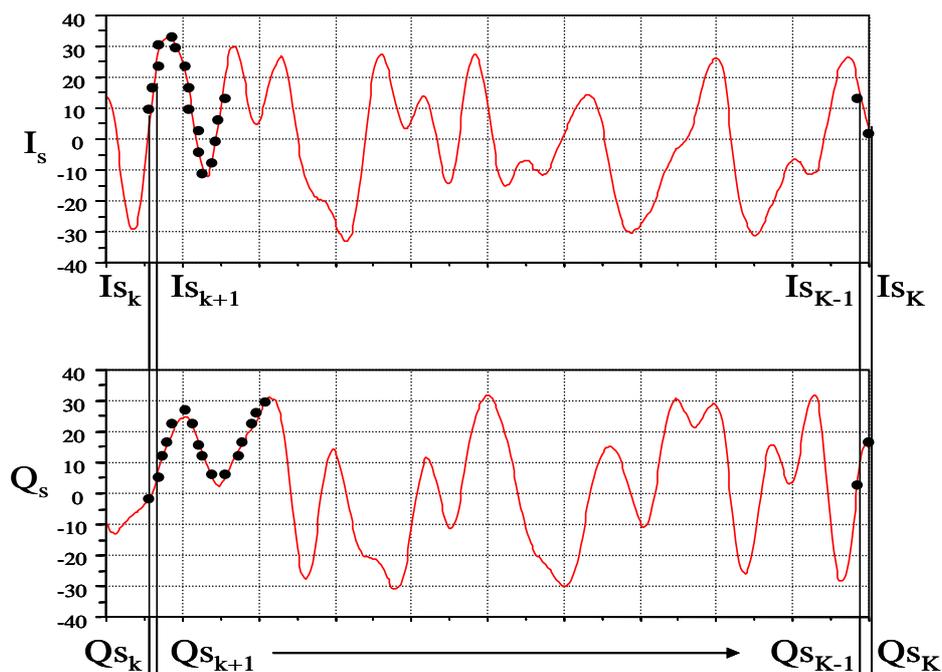


Fig 2. 39 Exemple de signaux I et Q mesurés à la sortie d'un dispositif sous test

Les signaux d'enveloppe complexes d'entrée et de sortie sont définis de la façon suivante :

$$\begin{aligned} V_{ek} &= I_{ek} + jQ_{ek} \\ V_{sk} &= I_{sk} + jQ_{sk} \end{aligned} \quad (2.6)$$

La caractéristique AM/AM est le module du signal de sortie $|V_{sk}|$ en fonction du module du signal d'entrée $|V_{ek}|$.

La caractéristique AM/PM est la différence de phase entre le signal d'entrée et le signal de

sortie, $\text{atan}\left(\frac{\text{imag}(V_{sk})}{\text{real}(V_{sk})}\right) - \text{atan}\left(\frac{\text{imag}(V_{ek})}{\text{real}(V_{ek})}\right)$ en fonction du module de signal d'entrée $|V_{ek}|$.

Les puissances d'entrée et de sortie instantanées sont calculées de la façon suivante :

$$P_{ek} = \frac{|V_{ek}|^2}{2R_0}, P_{sk} = \frac{|V_{sk}|^2}{2R_0} \quad (2.7)$$

Les puissances d'entrée et de sortie moyennes sont calculées de la façon suivante :

$$P_{e,moyenne} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{ek}}{K}, P_{s,moyenne} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{sk}}{K} \quad (2.8)$$

K est le nombre total de point de la trame temporelle d'enveloppe.

Les formes des signaux de polarisation (tension de drain et courant de drain), mesurées par l'oscilloscope numérique sont présentées dans la figure 2.40.

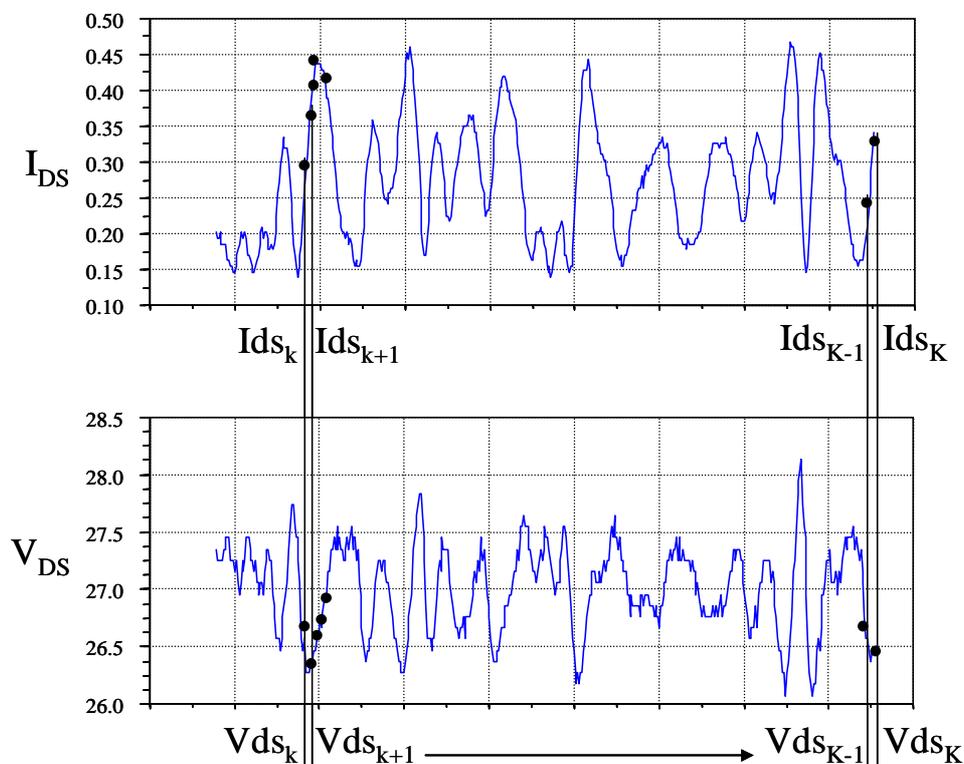


Fig 2. 40 Formes de courant et tension mesurées sur la voie de polarisation de drain

La puissance DC est calculée de la façon suivante :

$$P_{DC} = \frac{\sum_{k=1}^K V_{ds_k} I_{ds_k}}{K}. \quad (2.9)$$

Le calcul du rendement en puissance ajouté est calculé de la façon suivante :

$$P_{DC} = \frac{P_{s,moyenne} - P_{e,moyenne}}{P_{DC}} \quad (2.10)$$

Le calcul d'EVM est fait en plusieurs étapes :

Les signaux I_s et Q_s sont filtrés par un filtre en racine de cosinus surélevé (le même filtre que celui utilisé en génération). Une synchronisation symbole est ensuite appliquée sur ces signaux filtrés avant de calculer les paramètres suivants : $I_{sk_F_S}$ et $Q_{sk_F_S}$

$I_{sk_F_S}$ et $Q_{sk_F_S}$ sont les signaux filtrés et synchronisés.

Les symboles sont construits comme illustré dans l'équation suivante :

$$S_{sk_F_S} = I_{sk_F_S} + jQ_{sk_F_S} \quad (2.11)$$

L'EVM est calculée par l'équation suivante :

$$EVM = 100 * \sqrt{\frac{Erreur}{P_{ref}}}, \quad (2.12)$$

Avec $Erreur = moyenne(|S_{Fk} - S_{gk}|^2)$, S_{gk} est le symbole généré correspondant à l'indice k.

$$S_{Fk} = S_{sk_F_S} * \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{mes}}}, \text{ ou } P_{ref} = moyenne(|S_{gk}|^2) \text{ et } P_{mes} = moyenne(|S_{sk_F_S}|^2) \quad (2.13)$$

La mesure de l'ACPR est faite en utilisant la fonction intégrée dans l'analyseur de signaux vectoriels, en précisant la fréquence centrale, la largeur de bande centrale et les largeurs des bandes latérales droite et gauche. La fonction intégrée à l'analyseur permet le calcul d'une puissance moyenne de signal dans une bande spécifiée.

IV. Références:

- [1] S. Rohde, Vector Signal Generator, 2005.
- [2] S. Boumaiza, M. Helaoui, O. Hammi, T. Liu, and F. M. Ghannouchi, “Systematic and adaptive characterization approach for behavior modeling and correction of dynamic nonlinear transmitters,” *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, 2007, vol. 56, no. 6, pp. 2203–2211.
- [3] J. Max and J. Lacoume, *Méthodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques*, MASSON, Ed., 1996, vol. Tome 1.
- [4] Grégoire Nanfack Nkondem, “Développement d’un système de caractérisation temporelle d’enveloppe d’amplificateurs de puissance. Application à la linéarisation d’amplificateurs par prédistorsion en bande de base“, Ph.D, dissertation, Université de Limoges, 2008.
- [5] Cruz,P. Carvalho,N.B. Remley,K.A. Gard,K.G, ”Mixed analog-digital instrumentation for software-defined-radio characterization”, *International Microwave Symposium Digest*, 2008 *IEEE MTT-S*, pp. 253-256.
- [6] Rautio,T. Rahkonen,T. “The effects of timing skew in envelope tracking and EER type transmitters”, *European Microwave Conference*, 2009. *EuMC 2009*. pp. 346–349.
- [7] Chang-Ming Lai, Je-Kuan Jau, Jian-Yu Li, ”High Efficiency RF Power Amplifier Using Band Limited Dynamic Supply Control Method”, *European Microwave Conference*, 2009. *EuMC 2009*. pp. 350–353.
- [8] Shigeru Hiura, Hitoshi Sumi, Hiroaki Takahashi, “High-Efficiency 400 W Power Amplifier with Dynamic Drain Voltage Control for 6 MHz OFDM Signal”, *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2010 *IEEE MTT-S International*. pp. 936-939.
- [9] Ildu Kim, Bumman Kim, “A 2.655 GHz 3-stage Doherty Power Amplifier using Envelope Tracking Technique”, *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2010 *IEEE MTT-S International*. pp. 1496-1499.

CHAPITRE III

***MISE EN ŒUVRE DE LA COMBINAISON DES TECHNIQUES
DE SUIVI D'ENVELOPPE ET DE PRE DISTORSION
NUMERIQUE : APPLICATION A UN AMPLIFICATEUR DE
PUISSANCE EN TECHNOLOGIE GAN***

I. Introduction

Le système de mesures développé dans le cadre de ces travaux et décrit au chapitre 2 a été exploité pour mettre en œuvre les techniques de commande de polarisation dynamique et de pré distorsion numérique en bande de base afin d'optimiser conjointement les performances en rendement et en linéarité d'amplificateurs de puissance.

Ce travail qui va être présenté dans ce chapitre a été appliqué à un amplificateur de classe 10 W en technologie GaN de la société CREE fonctionnant à la fréquence de 3.6 GHz.

Cet amplificateur est une maquette disponible commercialement sous la référence CGH40010 [1].

Suite à une description des conditions de fonctionnement nominales de cet amplificateur, nous montrerons les résultats de caractérisation en mode CW pour une tension de polarisation de drain fixe et égale à 28 V.

Puis nous verrons, toujours dans des conditions de polarisation de drain fixe, les performances en linéarité de cet amplificateur en terme d'inter modulation pour une excitation de type bi porteuse. L'amplificateur sera également caractérisé en terme de puissance et de linéarité pour un format de modulation de type QAM 16 filtré.

Par la suite nous traiterons de l'amélioration des performances obtenues lorsqu'on applique respectivement une technique de pré distorsion numérique en bande de base, une technique de modulation dynamique de polarisation de drain et enfin une combinaison de ces deux techniques.

L'application de ces techniques de linéarisation et d'augmentation du rendement sera également appliquée en fin de chapitre dans le cas d'un signal d'excitation de type OFDM.

II. Présentation de l'amplificateur sous test

Une photographie du démonstrateur amplificateur CREE GaN 10W est présentée figure 3.1.

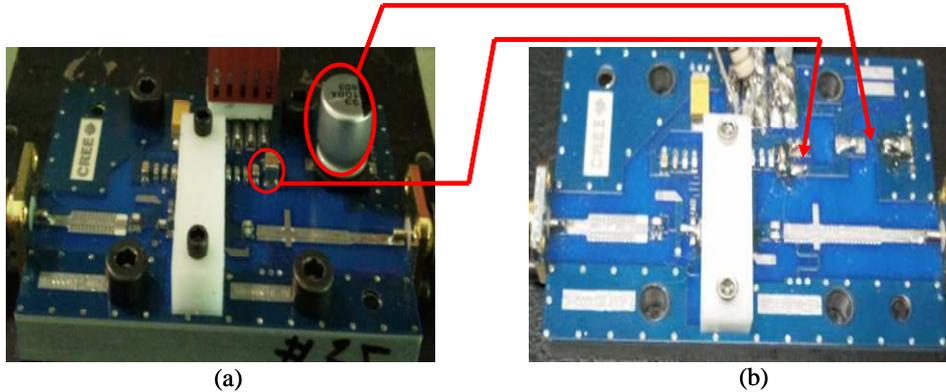


Fig 3. 1 Photographies de l'amplificateur GaN CREE étudié : (a) configuration initiale ; (b) après avoir enlevé les fortes capacités du circuit de polarisation de drain

La fréquence centrale de fonctionnement est 3.6GHz, la tension de polarisation de grille est $V_{gs0} = -2.73V$, la tension de polarisation de drain est $V_{ds0} = 28V$ et le courant de repos est $I_{dsq} = 200mA$ ce qui correspond à une classe AB. Dans sa configuration initiale figure 3.1 (a), le circuit de polarisation de drain présente des impédances basse fréquence voisines du court circuit pour des fréquences supérieures à 30 KHz environ. Le schéma de conception donné figure 3.2 montre l'utilisation de plusieurs capacités pour cela (successivement 33 μF , 1 μF , 33nF, 100pF ...).

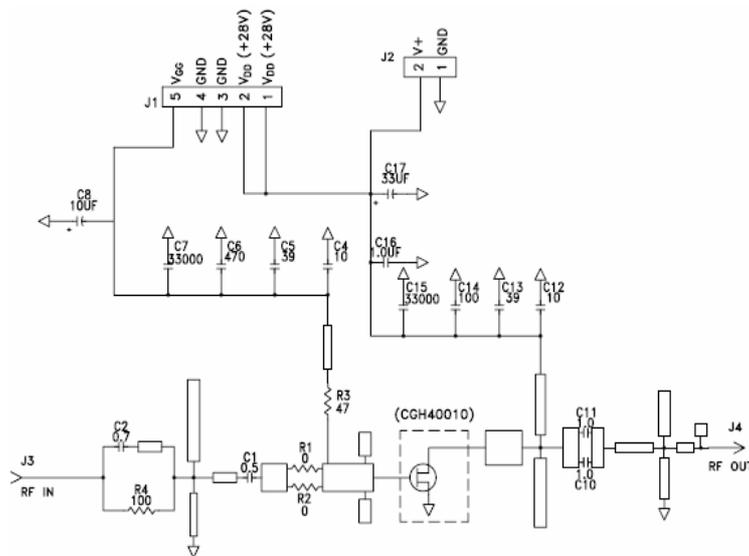


Fig 3. 2 Schéma électrique de conception de l'amplificateur CREE 10W.

Afin d'appliquer à cet amplificateur la technique de suivi d'enveloppe (ET), nous avons déconnecté les fortes capacités du circuit de polarisation de drain comme illustré figure 3.1

(b).Après avoir effectué cette opération, la fonction de transfert en tension de ce circuit de polarisation de drain est ouverte sur une bande de fréquence d'environ 7 Mhz.

La configuration du banc de mesure utilisé pour caractériser l'amplificateur CREE 10W est montrée figure 3.3. Les signaux I et Q générés dans le PC sont envoyés au générateur de signaux modulés (SMU). Cependant la fréquence porteuse maximale du signal que peut fournir ce générateur est de 3 GHz. Nous utilisons donc une translation de fréquence au moyen d'un générateur de signaux micro-ondes (SMR20) intégrant les deux fonctions oscillateur local et mélangeur pour générer les signaux à la fréquence porteuse de 3.6GHz.

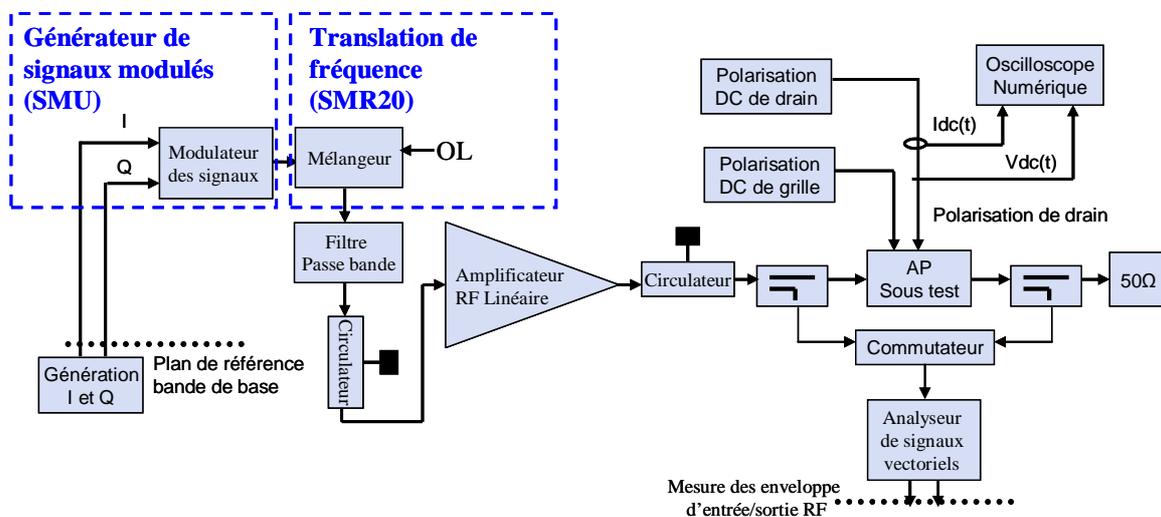


Fig 3. 3 Configuration du banc de mesure avec translation de fréquence

Nous réglons la fréquence porteuse du générateur de signaux modulés (SMU) à 1GHz et la fréquence d'oscillateur local du SMR20 à 2.6GHz. Un filtre passe bande accordable centré à 3.6 GHz et ayant une bande passante de 80MHz est utilisé en sortie de la translation de fréquence. Des circulateurs sont utilisés pour assurer une bonne isolation. Pour bénéficier d'une puissance suffisante nous utilisons l'amplificateur micro-onde d'instrumentation linéaire dont les caractéristiques ont été décrites dans le 2ème chapitre.

III. Caractérisation de l'amplificateur à polarisation fixe ($V_{ds0}=28V$)

III.1. Caractérisation en mode CW

Nous caractérisons en premier lieu l'amplificateur CREE 10W en mode CW à 3.6GHz. Les caractéristiques mesurées sont : les caractéristiques de puissance entrée-sortie, la conversion amplitude-phase AM/PM, le gain en puissance et le rendement en puissance ajoutée.

La mesure est faite en balayant la puissance moyenne du générateur de modulation et en mesurant séquentiellement les puissances d'entrée et de sortie de l'amplificateur CREE à une fréquence de 3.6GHz grâce au commutateur de mesure et à l'analyseur de signaux vectoriels. Les conditions de polarisation sont : $V_{gs0} = -2.73V$, $V_{ds0} = 28V$, $I_{dsq} = 200mA$. Les résultats de mesures sont donnés figures 3.4.a, 3.4.b, 3.4.c, 3.4.d, 3.4.e

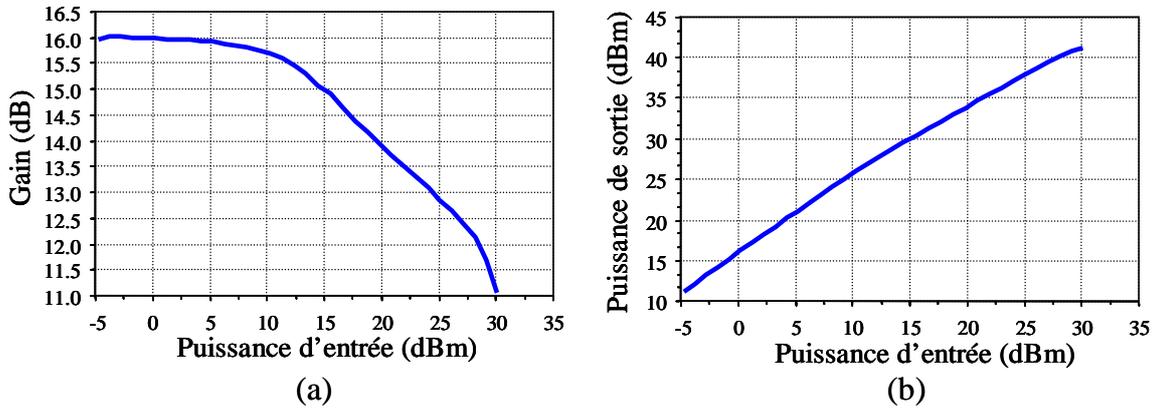


Fig 3. 4 Courbes de puissance (a), et de gain (b) en mode CW

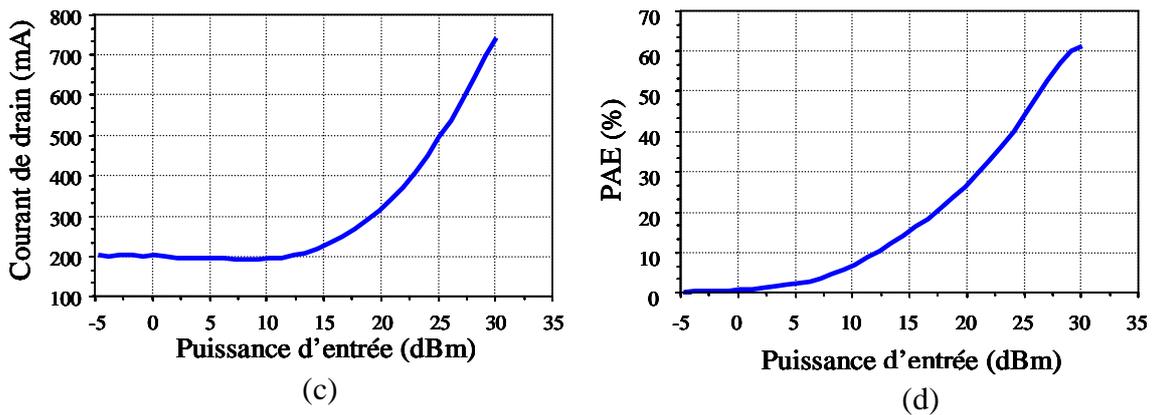


Fig 3. 4 Courbes de courant de drain (c) et de rendement en puissance ajouté (d) en mode CW

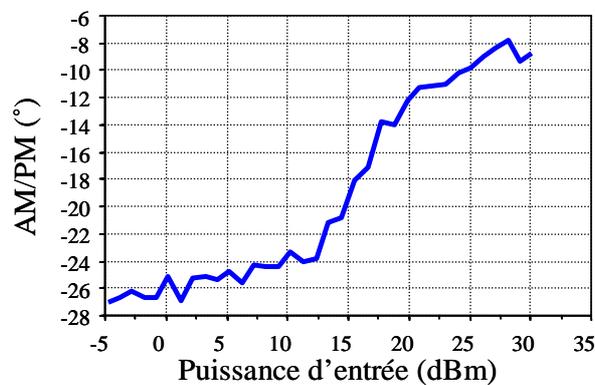


Fig 3. 4 (e) Courbe de conversion AM/PM en mode CW

On obtient bien une puissance de sortie maximale de 10W. Le gain maximal à bas niveau est de l'ordre de 16 dB. La puissance de sortie de 10 W est obtenue pour une compression de gain de 5 dB et un courant de drain DC d'environ 750 mA. Un rendement en puissance ajouté maximal de 60% est obtenu. Enfin la conversion AM/PM est d'environ 20 degrés.

III.2. Caractérisation en mode bi porteuse

Un premier jugement de la linéarité de l'amplificateur est fait par une caractérisation en bi porteuse. Rappelons l'expression du signal d'excitation correspondant :

$$v_{\text{entrée}} = v \times \cos(\omega_1 t) + v \times \cos(\omega_2 t) = 2v \times \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right) \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2} t\right) \quad (3.1)$$

Ce signal est généré sur notre système de mesure par l'application sur la voie I du modulateur IQ du SMU d'un signal de modulation

$$I(t) = v \cdot \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2} t\right) = v \cdot \cos(\Omega t) \quad (3.2)$$

Le signal appliqué sur la voie Q du modulateur est nul. La fréquence du signal d'OL du

modulateur définit la fréquence centrale : $\omega_0 = \omega_{ol} = \left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}\right)$ (3.3)

Des caractérisations en mode bi porteuse de l'amplificateur CREE 10W ont été faites pour une fréquence centrale de 3.6GHz avec un écart de fréquence de 100KHz puis de 4MHz. Le point de polarisation est le même que celui utilisé pour la caractérisation en mode CW.

Les courbes des figures 3.5, 3.6 et 3.7 montrent les résultats de puissance de sortie moyenne du signal (somme des puissances moyennes des deux raies à f1 et à f2) en fonction de la puissance moyenne du signal d'entrée ainsi que les courbes de gain en puissance et de rendement correspondantes.

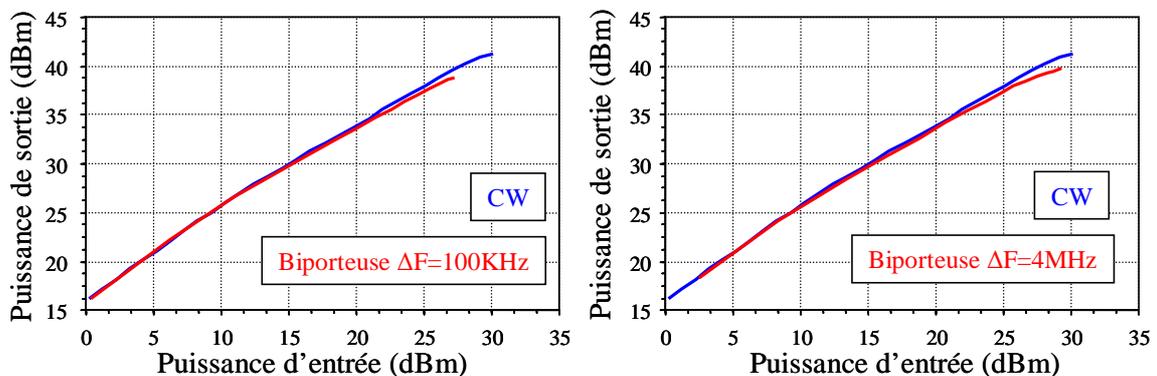


Fig 3. 5 Courbes de puissance moyenne en mode bi porteuse et CW

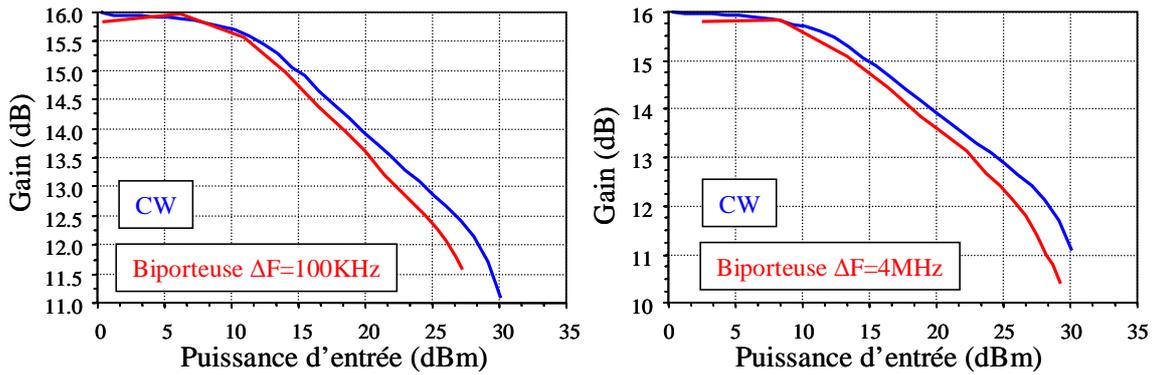


Fig 3. 6 Courbes de gain en puissance moyenne en mode bi porteuse et CW

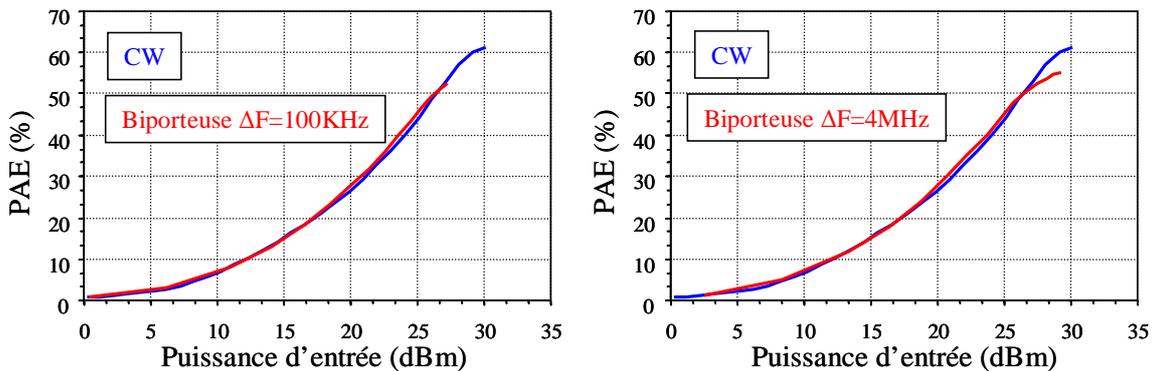


Fig 3. 7 Courbes de rendement en puissance ajouté en mode bi porteuse et CW

Comparativement aux résultats de mesure en mode CW on remarque une chute de rendement maximale de l'ordre de 5 à 7 points, une chute de la puissance moyenne maximale de l'ordre de 2 dB et une forme de compression de gain plus prononcée.

Cela est du au fonctionnement dynamique de l'amplificateur avec une enveloppe de type sinusoïdal et des variations de puissance d'enveloppe allant d'une valeur minimale nulle à une valeur crête égale au double de la valeur de la puissance moyenne .La valeur du rapport PAPR du signal bi porteuse est de 2 (soit 3 dB).

Ce fonctionnement dynamique est bien caractérisé par notre banc de mesure d'enveloppes temporelles. Les courbes de la figure 3.8 montrent les caractéristiques instantanées d'enveloppe du signal RF de sortie de l'amplificateur en fonction du module de l'enveloppe généré à l'ordinateur et normalisé à 1. Ces caractéristiques (AM/AM et AM/PM dynamiques), obtenues après synchronisation logicielle des signaux comme explicité au chapitre 2 caractérisent la totalité de la chaîne d'émission. On peut remarquer en particulier l'ouverture de la surface des courbes avec l'accroissement de la fréquence d'enveloppe qui témoigne de la présence d'effets de mémoire.

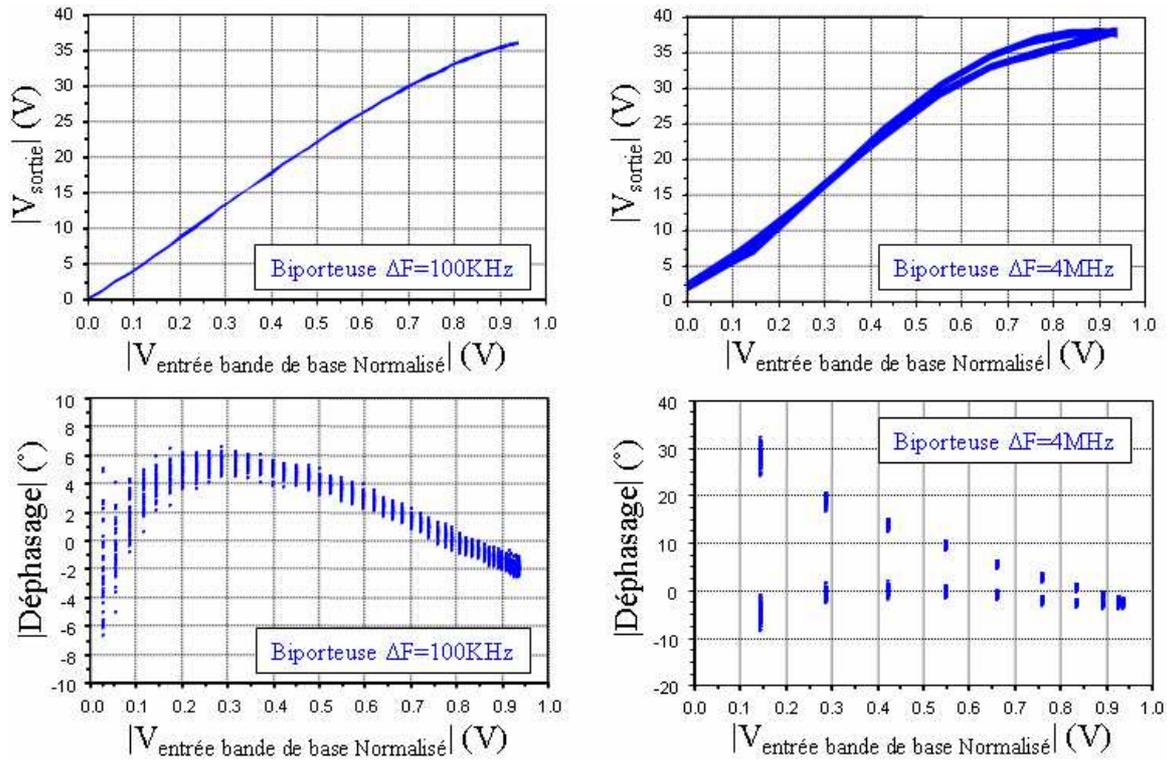


Fig 3. 8 Caractéristiques d'envelopes instantanées de la chaîne d'émission globale

Ces caractéristiques d'enveloppe entrée-sortie sont les caractéristiques essentielles que nous utiliserons pour traiter les aspects de pré distorsion numérique afin d'améliorer les performances en linéarité. Ce point sera abordé dans un prochain paragraphe.

Enfin les mesures d'inter modulations d'ordre 3 et d'ordre 5 sont montrées figures 3.9 et 3.10. Ces résultats sont obtenus en appliquant une FFT sur les mesures temporelles d'enveloppe.

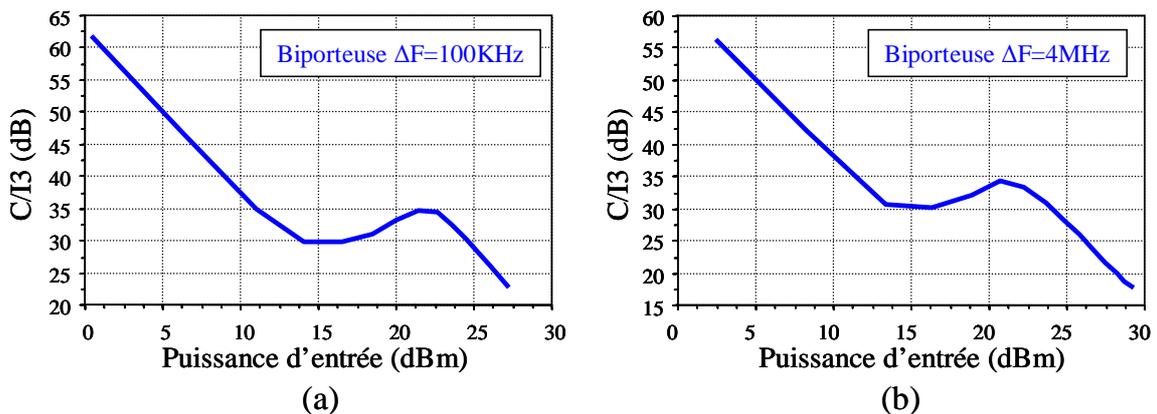


Fig 3. 9 Caractéristiques mesurées d'inter modulation d'ordre 3

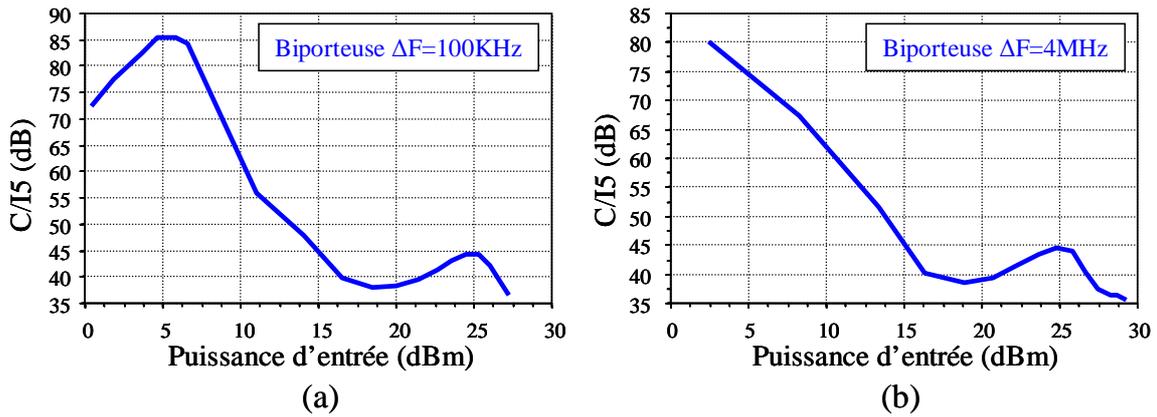


Fig 3. 10 Caractéristiques mesurées d'inter modulation d'ordre 5

Ces courbes ont surtout pour objectif de servir de référence afin de juger des améliorations ou des détériorations de linéarité que nous obtiendrons par la suite lorsque nous mettrons en œuvre des techniques de polarisation dynamique et / ou de pré distorsion du signal en bande de base .

III.3. Caractérisation avec un signal QAM16

La caractérisation de l'amplificateur de puissance avec des formats de signaux se rapprochant de ceux utilisés dans les applications réelles est également importante pour juger des performances obtenues en terme de compromis rendement / linéarité. Dans ce cas on juge la linéarité sur des critères tel que l'ACPR ou l'EVM.

Des résultats de mesures effectuées pour une modulation de type QAM 16 filtrée (SRC roll off=0.35) avec un rythme de 100Ksymboles/s puis de 4Msymboles/s sont donnés figures 3.11 à 3.18.

Les mesures en terme de puissance moyenne des signaux sont données figures 3.11, 3.12 et 3.13. Elles montrent globalement des performances et des tendances en terme de puissance, de gain et de rendement similaires à ce que l'on obtient en mode bi porteuse.

En effet même si les fonctions densité de probabilité (PDF), des signaux bi porteuse et QAM 16 sont différentes, les rapports PAPR des signaux sont du même ordre.

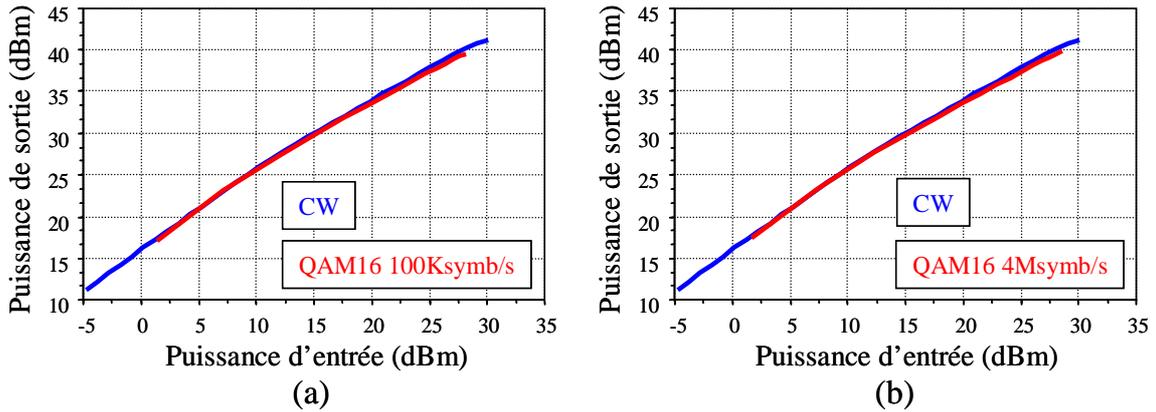


Fig 3. 11 Caractéristiques de puissances moyennes pour un signal QAM 16 et CW

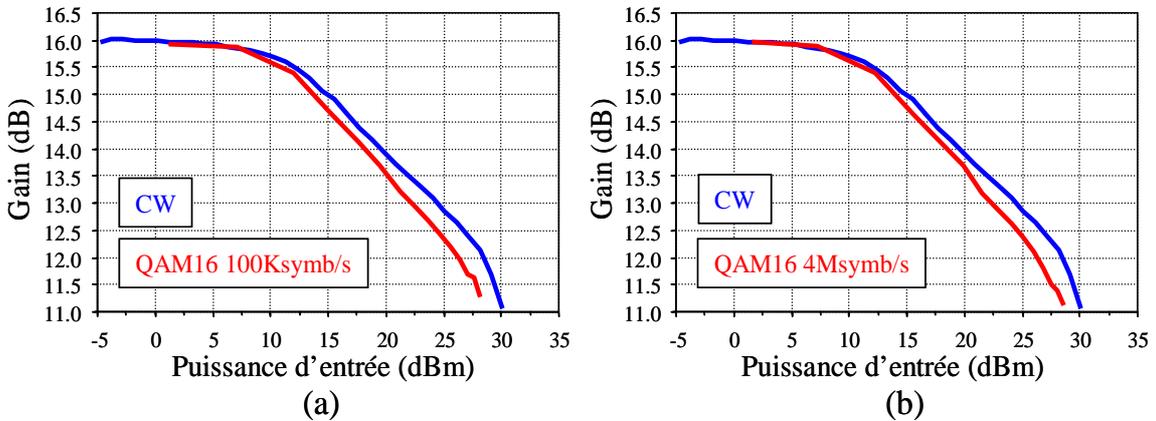


Fig 3. 12 Caractéristiques de gain en puissance moyenne pour un signal QAM 16 et CW

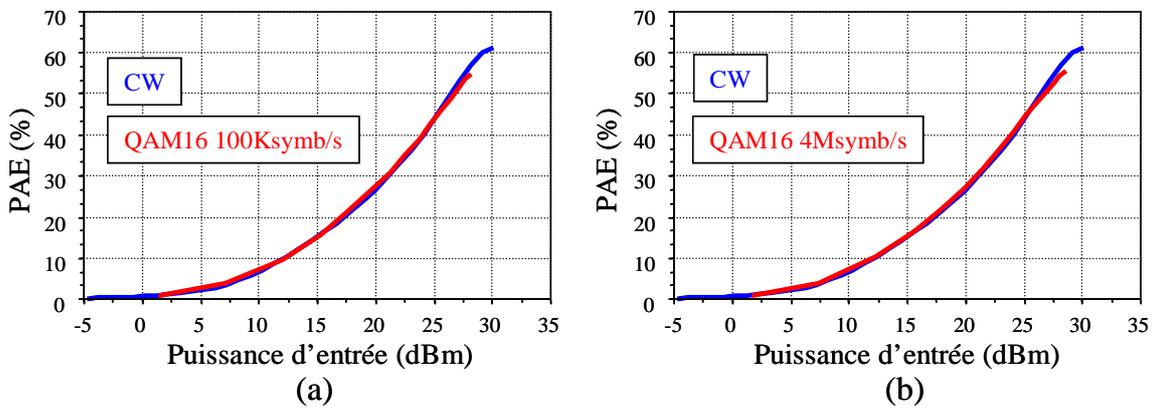


Fig 3. 13 Caractéristiques de rendement en puissance ajouté pour un signal QAM 16 et CW

La figure 3.14 montre l'évolution du courant de drain continu depuis le point de repos à 200mA jusqu'à une valeur maximale d'environ 550mA. Une légère diminution de l'ordre de 20mA en début de courbe traduit la présence d'effet de pièges.

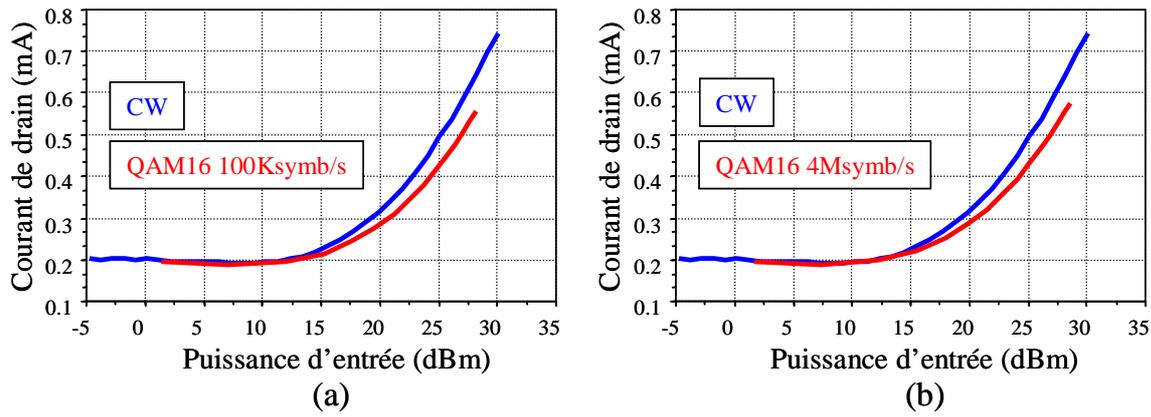


Fig 3. 14 Evolution du courant de drain DC en fonction du niveau de puissance RF pour un signal QAM 16 et CW

Les caractéristiques de transfert d'enveloppe dites instantanées qui sont montrées figure 3.15 indiquent l'augmentation de la présence globale d'effets de mémoire avec l'augmentation du rythme de modulation.

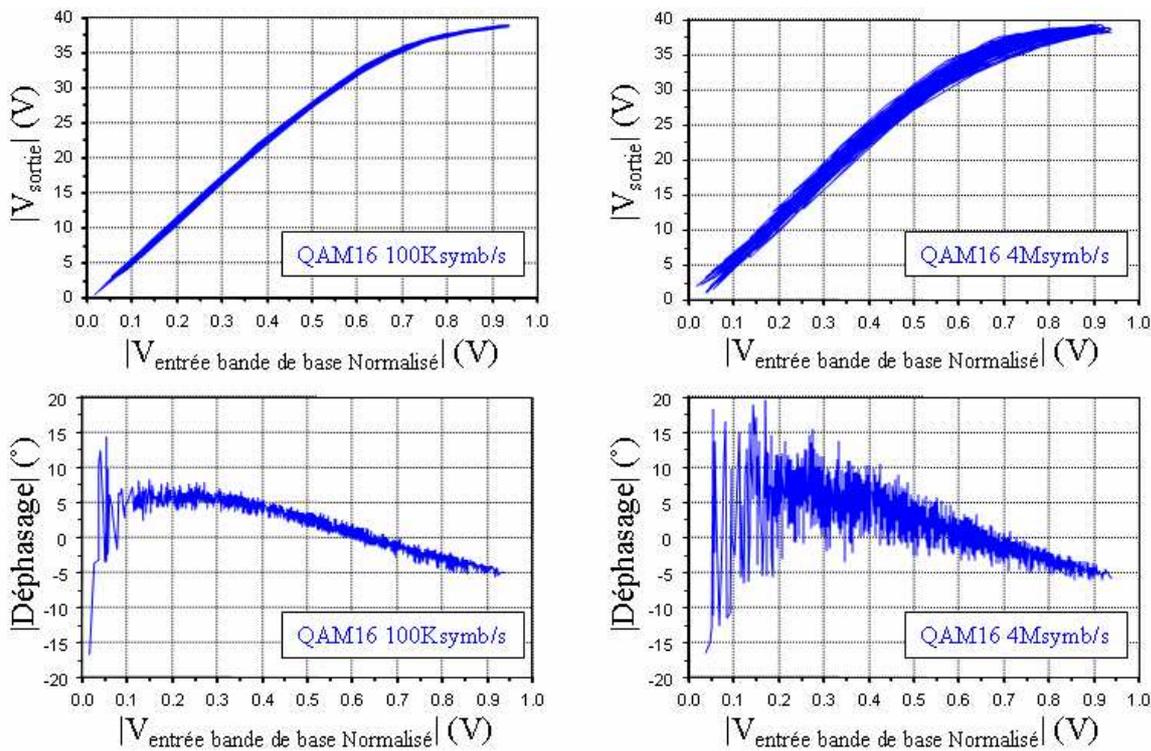


Fig 3. 15 Caractéristiques d'enveloppes instantanées de la chaîne globale

Les caractéristiques de linéarité en terme d'ACPR et d'EVM sont tracées figures 3.16 et 3.17.

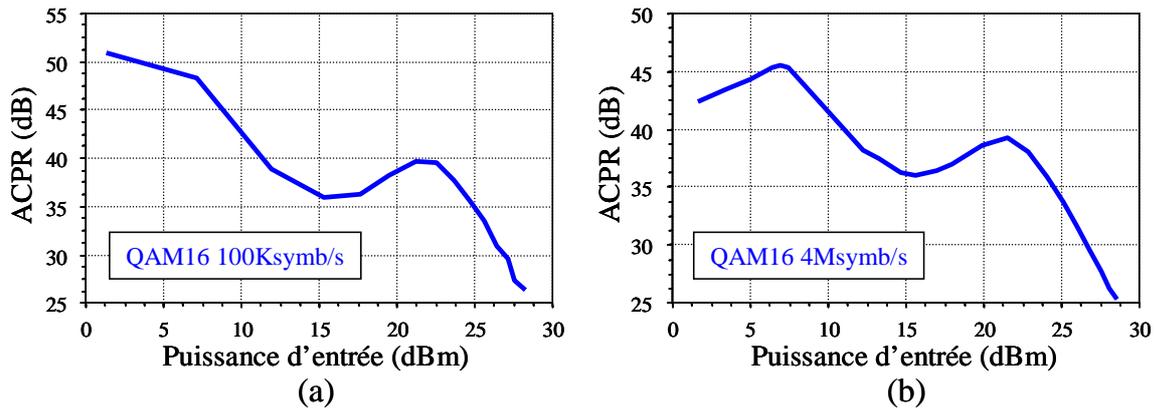


Fig 3. 16 Caractéristiques d'ACPR de l'amplificateur (signal QAM 16)

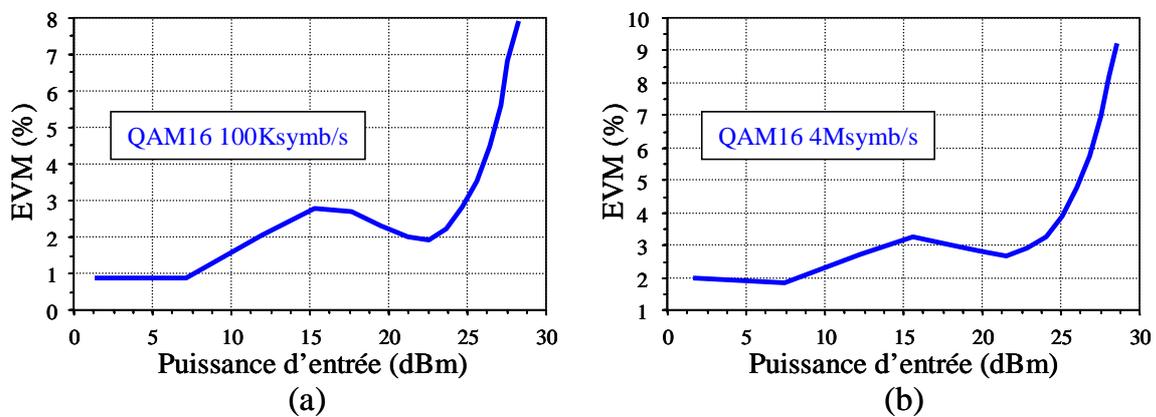


Fig 3. 17 Caractéristiques d'EVM de l'amplificateur (signal QAM 16)

Les paramètres de linéarité (ACPR et EVM) sont extraits à partir des mesures et du traitement des formes temporelles des enveloppes des signaux RF. On peut remarquer une diminution de l'ACPR à très bas niveau. Ceci est dû à la limitation en dynamique du banc de mesure dans son mode de fonctionnement en mesure temporelle d'enveloppe. Cette diminution de dynamique s'accroît avec l'augmentation de la bande de fréquence d'enveloppe générée.

Enfin pour clore ce paragraphe de caractérisation de l'amplificateur à polarisation de drain nominale fixe et égale à 28V nous montrons figure 3.18 la courbe de l'ACPR en fonction du rendement en puissance ajouté pour un rythme de 4 Msym/s.

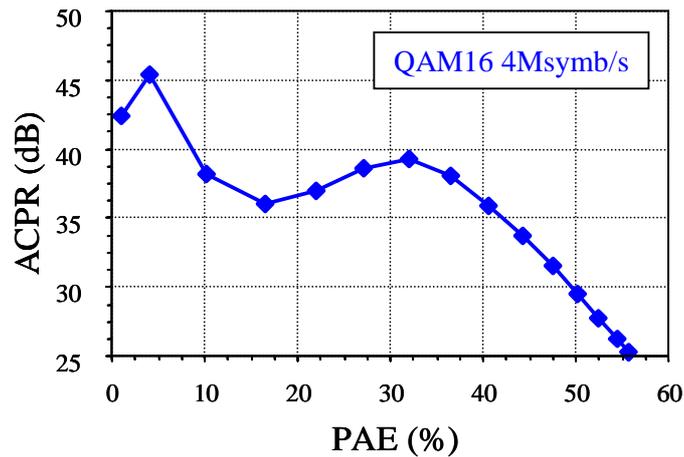


Fig 3. 18 Caractéristiques d'ACPR en fonction du rendement en puissance ajouté (signal QAM 16 à 4 Msymb/s)

Cette courbe indique assez clairement le rendement maximal que l'on peut atteindre pour une linéarité spécifiée. Par exemple pour un ACPR de l'ordre de 37 dBc on obtient un rendement maximal de l'ordre de 20%.

Nous pourrions juger ultérieurement avec ce type de graphique des améliorations apportées sur ce compromis par les techniques d'enveloppe tracking et de pré distorsion numérique que nous allons aborder maintenant.

IV. Pré distorsion numérique polynomiale à mémoire

IV.1. Généralités

Lorsque les amplificateurs de puissance présentent des effets de mémoire, la pré distorsion sans mémoire qui consiste à inverser les courbes AM/AM et AM/PM quasi statiques déterminées en mode de fonctionnement CW à la fréquence centrale de l'amplificateur montre des performances de linéarisation très limitées. Un pré distorreur numérique ayant une structure permettant la prise en compte de l'instant présent et des instants précédents du signal d'enveloppe est nécessaire pour prendre en compte des effets de mémoire.

Les différents modèles qui ont été considérés pour ces prédistordeurs comprennent les séries de Volterra [2][3], les modèles de Hammerstein et Wiener [4] qui associent dans leur principe des fonctions non linéaires statiques avec des filtres linéaires pour la représentation des effets de mémoire.

La formulation de type modèle polynomial à mémoire [5], [6][7][8][9][10] est quand à elle assez largement utilisée. La pré-distorsion basée sur l'approche de polynôme à mémoire est apparue comme un choix assez efficace pour linéariser un amplificateur de puissance ayant des effets de mémoire dans un contexte d'application avec un type de signal bien spécifié.

C'est ce type de modèle que nous appliquerons dans la suite de ces travaux. Un inconvénient de cette approche réside dans sa dépendance très forte au signal considéré. Ainsi nous pouvons nous attendre à ce que l'application de ce principe à la pré-distorsion numérique souffre de chutes de performances si on l'applique à un signal ayant des caractéristiques assez différentes du signal ayant servi à l'identification.

Il existe deux approches pour construire des prédistordeurs numériques avec des structures de mémoire: La première approche identifie l'amplificateur de puissance par un modèle comportemental et trouve ensuite l'inverse de ce modèle pour la synthèse du pré distordeur. Toutefois, l'obtention de l'inverse d'un système non linéaire à mémoire est généralement une tâche très difficile. La deuxième approche consiste à utiliser une architecture indirecte d'apprentissage pour la conception de la pré distorsion directement.

Dans [9] la pré distorsion numérique est appliquée à un amplificateur de puissance LDMOS Freescale 100 watts (50dBm) en classe AB, à une fréquence centrale de 2.14GHz. A une puissance de sortie de 45dBm (5dB de recul de puissance) l'ACPR obtenue pour un signal WCDMA est réduit d'environ 20 dB en appliquant la pré distorsion.

Dans [10] une pré distorsion numérique est appliquée à un amplificateur de puissance Doherty composé de deux LDMOS 90W. Pour un signal WCDMA, l'ACLR à 5-MHz de bande est de -56 dBc avec un rendement en puissance ajoutée de 21 % à une puissance moyenne de 10 W.

Dans nos travaux nous avons choisi cette approche de pré distorsion par polynôme à mémoire et avons utilisé pour cela le principe de mise en œuvre décrit dans la référence [11]. Cela est décrit dans le paragraphe suivant.

IV.2. Principe de pré distorsion numérique polynomiale à mémoire appliquée dans ces travaux.

La pré-distorsion par polynôme à mémoire que nous allons mettre en œuvre est une méthode de compensation des effets de mémoire dans l'amplificateur de puissance soumis au signal modulé considéré.

Considérons les signaux d'enveloppe d'entrée $X(t)$ ($\sum_n x(n)$ sous la forme discrétisée) et de sortie $Y(t)$ ($\sum_n y(n)$ sous la forme discrétisée) d'un amplificateur non linéaire comme représenté symboliquement figure 3.19 .

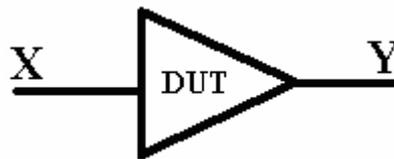


Fig 3. 19 Symbolique en enveloppe complexe d'un amplificateur

La formulation de la réponse sans mémoire de l'amplificateur peut s'écrire :

$$y(n) = a_1 |x(n)| + a_2 |x(n)|^2 + a_3 |x(n)|^3 + \dots + a_k |x(n)|^k$$

$$G(|x(n)|) = \frac{|y(n)|}{|x(n)|} = a_1 + a_2 |x(n)| + a_3 |x(n)|^2 + \dots + a_k |x(n)|^{k-1} \quad (3.4)$$

$$G(|x(n)|) = \sum_{k=1}^K a_k |x(n)|^{k-1}$$

Les coefficients a_k sont complexes et prennent en compte les conversions AM/AM et AM/PM. On a alors la formulation suivante pour le signal de sortie :

$$y(n) = x(n) G(|x(n)|) = x(n) \sum_{k=1}^K a_k |x(n)|^{k-1} = \sum_{k=1}^K a_k x(n) |x(n)|^{k-1}$$

$x(n)$ et $y(n)$ sont les instants dits « présents ».

Ce développement peut être appliqué non pas sur la réponse de l'amplificateur en mode CW à la fréquence centrale (cas purement quasi statique) mais sur la valeur moyenne du nuage de points de l'enveloppe instantanée du signal de sortie en fonction de l'enveloppe instantanée d'entrée pour le signal modulé utilisé. Ce cas illustré figure 3.20 peut être qualifié d'équivalent quasi statique.

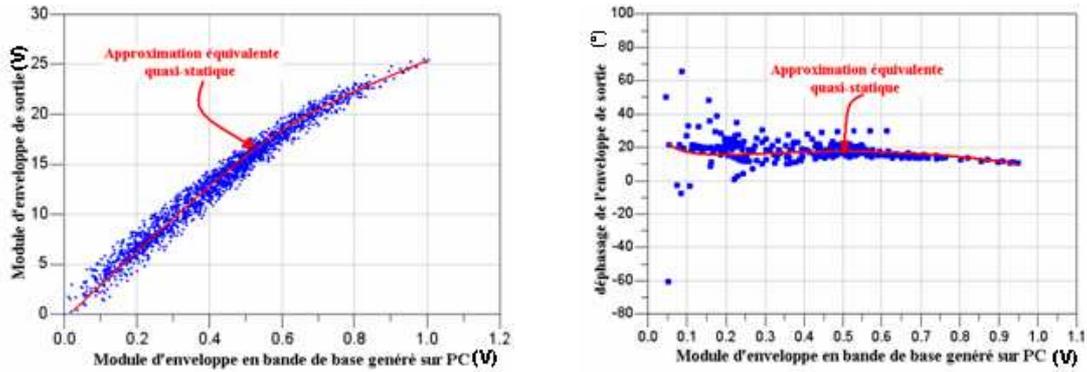


Fig 3. 20 Mesures de caractéristiques AM/AM et AM/PM instantanées et approximation en valeur moyenne

Ces fonctions d'enveloppes instantanées englobent ici l'ensemble génération en bande de base, modulation IQ et amplification de puissance.

Une extension de cette formulation en tenant compte des échantillons précédents sur une longueur de mémoire Q est :

$$y(n) = \sum_{k=1}^K a_{k0} x(n) |x(n)|^{k-1} + \sum_{k=1}^K a_{k1} x(n-1) |x(n-1)|^{k-1} + \sum_{k=1}^K a_{k2} x(n-2) |x(n-2)|^{k-1} + \dots \quad (3.5)$$

$$y(n) = \sum_{q=0}^Q \left(\sum_{k=1}^K b_q a_k x(n-q) |x(n-q)|^{k-1} \right) \quad (3.6)$$

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q a_{kq} |x(n-q)|^{k-1} \times x(n-q) \quad (3.7)$$

k est l'indice de l'ordre de non linéarité, q est l'indice de mémoire

Cette formulation empirique suppose que chaque échantillon de sortie y(n) est la somme de réponses individuelles non linéaires aux échantillons d'entrée présents et passés x(n), x(n-1), ..., x(n-Q) comme illustré par le graphique et la topologie figure 3.21. Il n'y a pas de prise en compte de termes croisés pour simplifier la formulation.

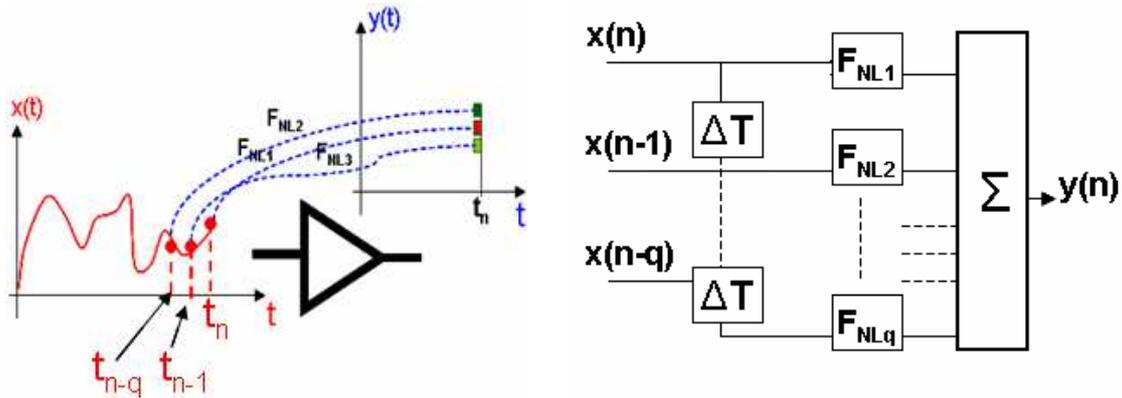


Fig 3. 21 Illustration graphique et topologie de la représentation adoptée

La procédure de pré distorsion numérique va s'effectuer suivant trois étapes successives qui sont :

1) Mesure de la réponse en enveloppe $Y(t)$ de l'amplificateur en présence du signal modulé considéré. Pour cela environ 2000 échantillons $x(n)$ correspondant à une trame d'une centaine de symboles sont générés par le PC. Les 2000 échantillons d'enveloppe $y(n)$ du signal de sortie de l'amplificateur sont mesurés par l'analyseur de signaux vectoriel. La procédure de synchronisation logicielle par calcul de l'inter corrélation entre $X(t)$ et $Y(t)$ décrite dans le chapitre 2 est appliquée.

2) Normalisation des échantillons $y(n)$ par le gain linéaire G_{lin} de l'amplificateur. On obtient alors des échantillons $y_{Norm}(n) = y(n) / G_{lin}$ en procédant comme indiqué graphiquement sur la figure 3.22 .

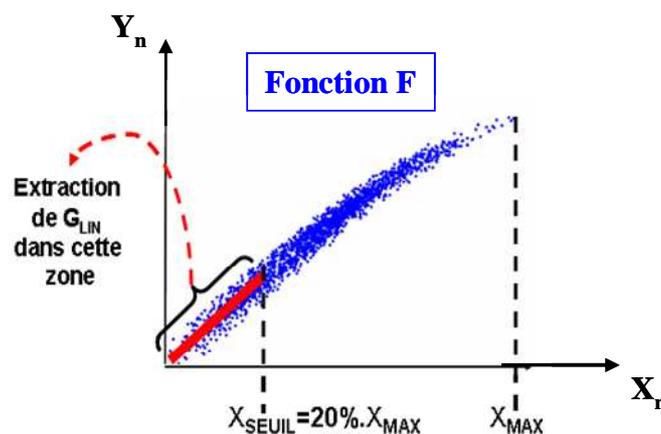


Fig 3. 22 Illustration de l'extraction du gain linéaire bas niveau

3) Inversion des rôles des entrées et des sorties soit $y(n) / G_{lin}$ pour l'entrée et $x(n)$ pour la sortie pour l'identification dite « par apprentissage indirect » de la fonction linéariseur normalisée à 1 pour le bas niveau. (Figure 3.23)

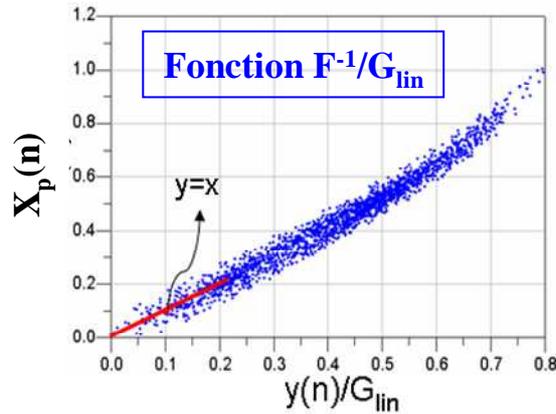


Fig 3. 23 Principe de la caractéristique inverse normalisée à 1 en bas niveau

IV.3. Détermination de la fonction de pré distorsion

L'association du pré distorreur et de l'amplificateur est représentée figure 3.24.

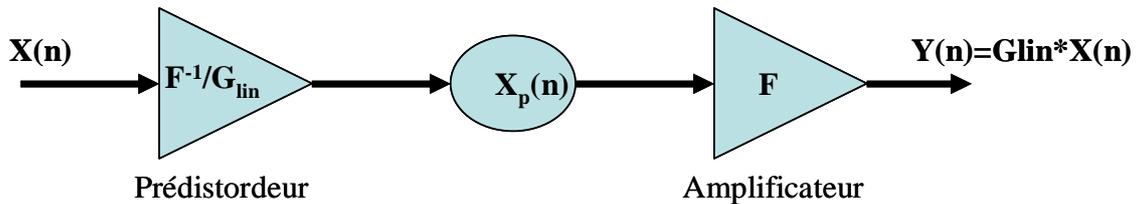


Fig 3. 24 Illustration de l'association linéariseur et amplificateur

On cherche donc à définir la relation suivante.

$$x_p(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q b_{kq} \times |y_{Norm}(n-q)|^{k-1} \times y_{Norm}(n-q) \quad (3.8)$$

Qui est la fonction inverse de l'amplificateur ayant un gain bas niveau normalisé à 1.

Typiquement on prendra des valeurs d'indice maximales de l'ordre de $Q = 5$ (pour la mémoire) et $K= 5$ (pour l'ordre de non linéarité).

Afin de calculer les coefficients b_{kq} , on peut formuler le problème d'identification de la manière suivante :

$$\vec{x} = U\vec{b}$$

U est la matrice des coefficients u_{kq} , avec

$$u_{kq} = y_{\text{Norm}}(n-q) \left| y_{\text{Norm}}(n-q) \right|^{k-1} \quad (3.9)$$

On obtient :

$$\vec{\hat{x}} = \begin{bmatrix} \hat{x}(1) \\ \hat{x}(2) \\ \vdots \\ \hat{x}(N) \end{bmatrix} \quad \vec{b} = \begin{bmatrix} b_{10} \\ \vdots \\ b_{1Q} \\ \vdots \\ b_{KQ} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} u_{10}(1) & \cdots & u_{K0}(1) & \cdots & u_{1Q}(1) & \cdots & u_{KQ}(1) \\ u_{10}(2) & & \ddots & & & & \\ \vdots & & & & & \ddots & \\ u_{10}(N) & \cdots & u_{K0}(N) & \cdots & u_{1Q}(N) & \cdots & u_{KQ}(N) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Pour calculer les coefficients b_{kq} , on utilise le calcul matriciel suivant :

$$\vec{a} = (U^H U)^{-1} U^H \vec{x} \quad (3.11)$$

Où U^H représente la transposée conjuguée.

\vec{x} possède $N=2000$ termes. \vec{b} possède $K*Q$ termes soit environ 30 termes. U est donc de dimension $N*K*Q$.

IV.4. Résultats expérimentaux appliqués à l'amplificateur 10W GaN Cree à polarisation fixe égale à 28V.

La mise en œuvre de la méthode de pré distorsion polynomiale à mémoire sur le banc de mesure décrite précédemment s'effectue selon les trois étapes successives suivantes :

1. Une mesure de l'amplificateur de puissance sous test (signaux complexes temporels d'entrée et de sortie).
2. Une inversion du rôle entrée/sortie et un calcul des coefficients b_{kq} du pré distorreur.
3. Une application de la pré distorsion sur le signal généré en bande de base.

Nous appliquons la procédure de caractérisation et de pré distorsion à la chaîne totale (entre le plan bande de base (signaux $x(n)$) et le plan de mesure d' enveloppe du signal RF de sortie de l'amplificateur de puissance (signaux $y(n)$) comme illustré figure 3.25. Les algorithmes de traitement sont ici faits en utilisant Scilab. Nous fixons l'ordre de non linéarité à 6 et l'ordre de mémoire à 5.

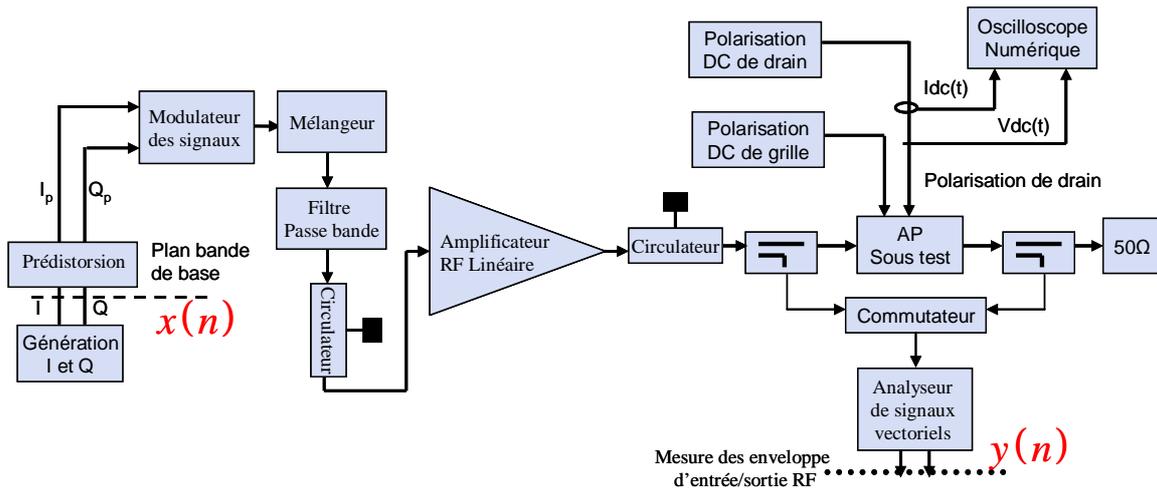


Fig 3. 25 Schéma du banc de mesure pour l'application de la pré distorsion numérique

IV.4.1. Mesure avec des signaux Bi porteuse (100KHz et 4MHz)

Les résultats de mesure obtenus en appliquant la pré-distorsion polynomiale à mémoire pour un signal d'entrée biporteuse avec un écart de fréquence de 100KHz sont présentés figures 3.26 et 3.27. Ces courbes correspondent à un niveau de puissance moyen.

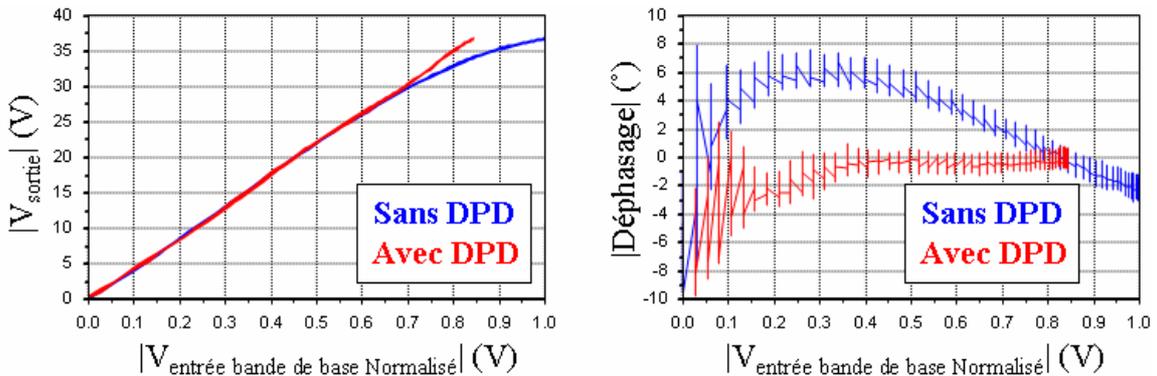


Fig 3. 26 AM/AM et AM/PM avec et sans la pré distorsion polynomiale à mémoire (Biporteuse 100KHz)

La courbe AM/AM obtenue après pré-distorsion présente une variation linéaire du module du signal de sortie (tension d'enveloppe sous 50Ω) en fonction du module du signal d'entrée en bande de base. L'AM/PM obtenue présente un déphasage relativement plat et nul.

On applique la procédure de prédistorsion à chaque incrémentation de la puissance moyenne du signal d'entrée.

En observant les résultats de puissance, de rendement et d'inter modulation obtenus et tracés figure 3.27 on peut remarquer que l'on conserve les caractéristiques en rendement de l'amplificateur RF et que l'on a une amélioration significative de la linéarité.

On peut obtenir de très bonnes performances jusqu'à une puissance de sortie limitée à 38 dBm. L'amélioration de l'inter modulation est de l'ordre de 15 à 25 dB sur une plage de variation de puissance d'entrée d'environ 20 dB. A la limite haute de cette plage de puissance, l'effet de saturation franche de l'amplificateur RF ne permet pas d'effectuer une inversion (effet asymptotique vertical de la caractéristique inverse). Coté limite basse on dégrade par le traitement la linéarité à très bas niveau. En fait en zone linéaire à très fort recul de puissance il ne vaudrait mieux pas appliquer de loi de pré distorsion. Même si la loi de pré distorsion se situe dans ce cas dans sa zone linéaire, le traitement génère ici des distorsions sur le signal initial qui n'ont pas lieu d'être.

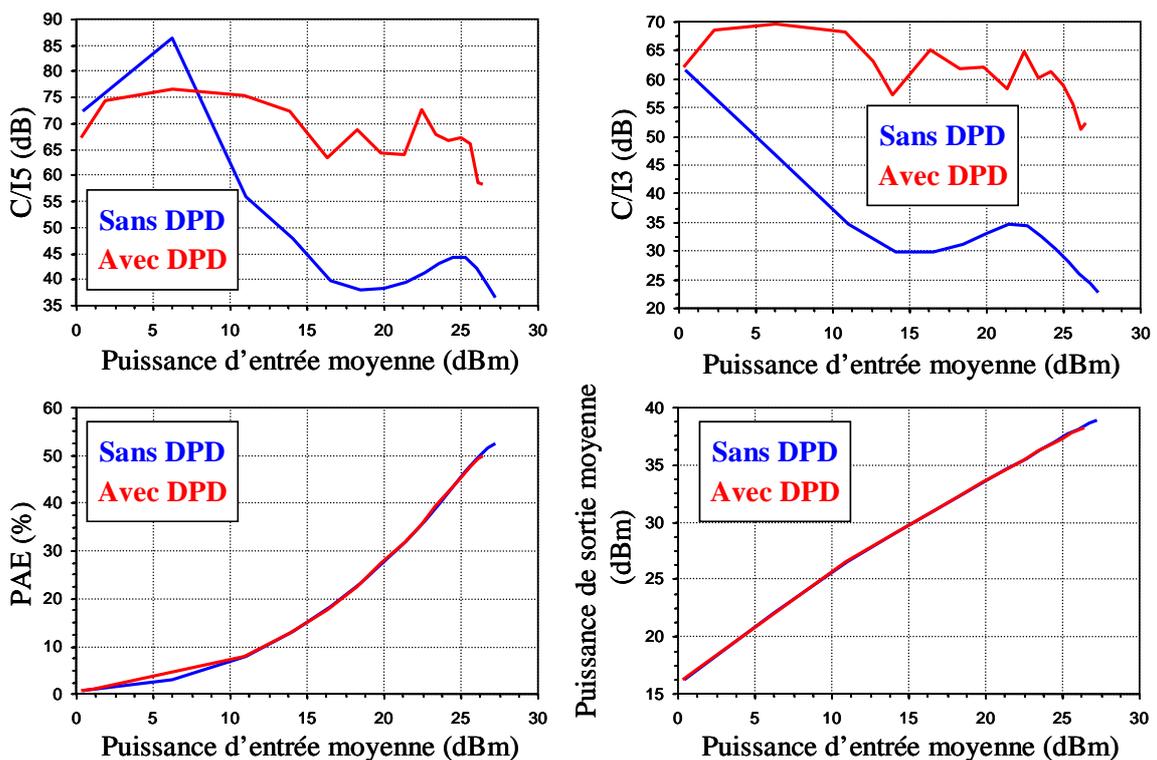


Fig 3. 27 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec et sans la pré distorsion polynomiale à mémoire (Bi porteuse 100KHz)

Les résultats obtenus en utilisant un signal d'entrée bi porteuse ayant un écart de fréquence de 4MHz sont présentés figures 3.28 et 3.29.

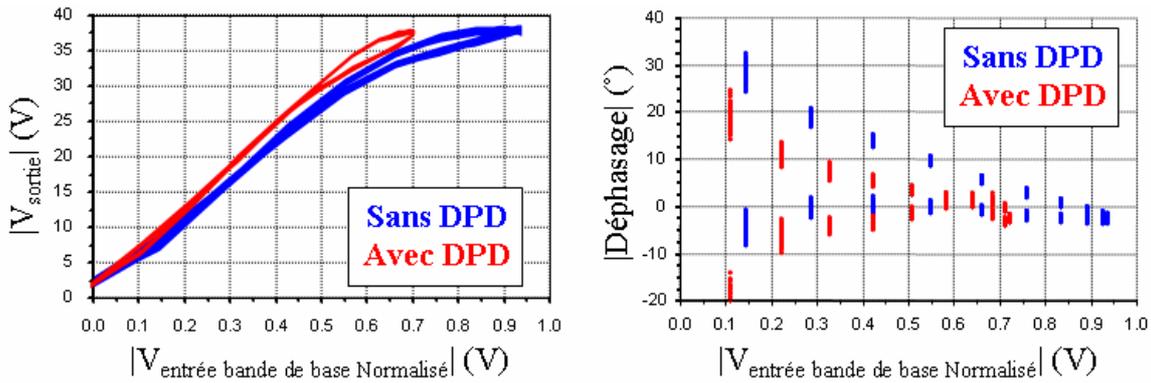


Fig 3. 28 AM/AM et AM/PM avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (Biporteuse $\Delta F=4$ MHz)

Les courbes AM/AM et AM/PM obtenues montrent assez clairement l'effet de linéarisation. Il subsiste une ouverture des courbes qui indique un effet de mémoire qui devient plus grand pour le signal bi porteuse avec un écart de fréquence de 4 MHz comparativement à un écart de 100KHz.

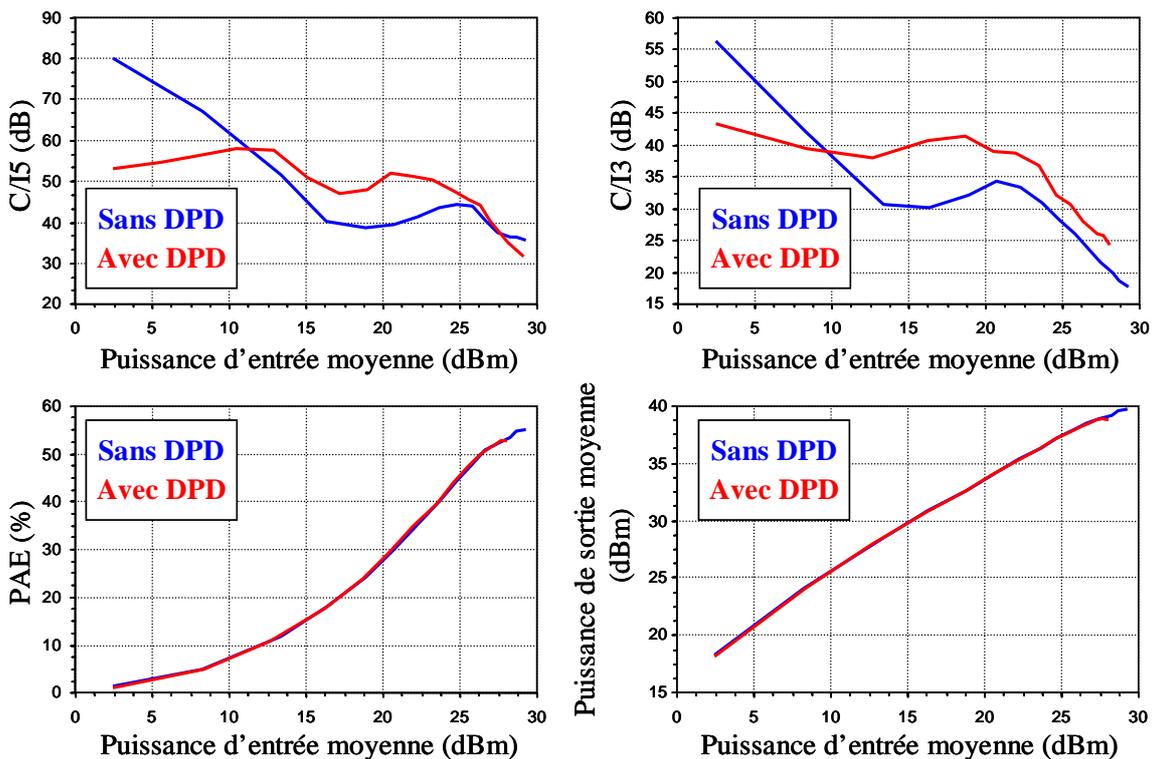


Fig 3. 29 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (Bi porteuse 4MHz)

Les conclusions quant aux résultats obtenus et aux tendances sont similaires à celles établies dans le cas d'un écart de fréquence de 100KHz.

IV.4.2. Mesure avec des signaux QAM16 (100Ksymb/s et 4Msymb/s)

Les résultats obtenus lorsque la procédure est appliquée à un signal QAM16 à 100Ksymb/s sont présentés figures 3.30 et 3.31.

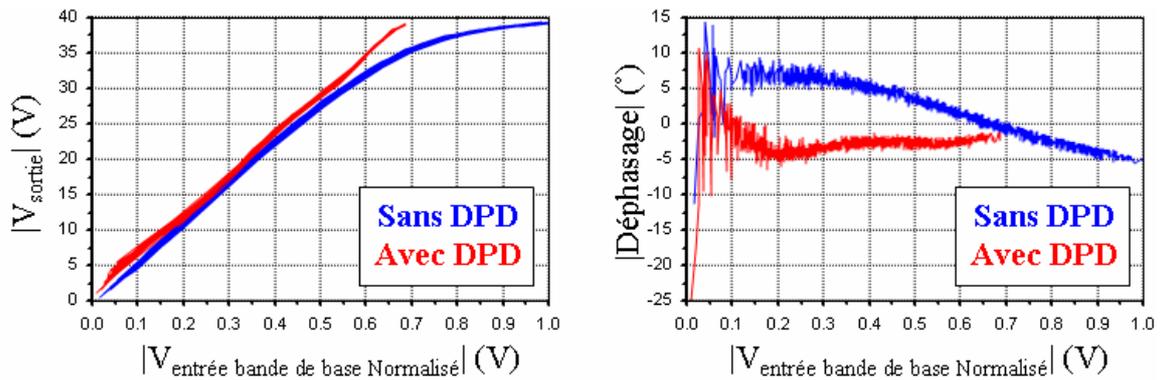


Fig 3. 30 AM/AM et AM/PM avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 100Ksymb/s)

On peut noter une similitude avec les résultats obtenus en mode bi porteuse ayant la même vitesse de variation d'enveloppe.

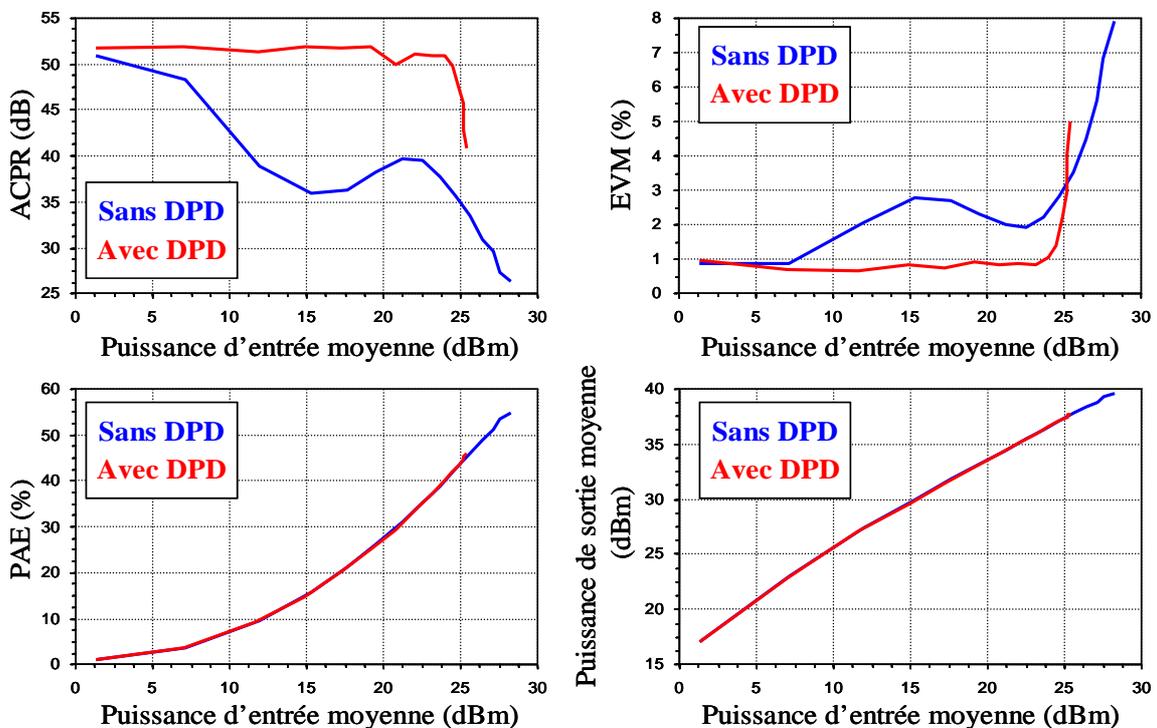


Fig 3. 31 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 100Ksymb/s)

Les résultats d'ACPR et d'EVM montrent une linéarisation efficace obtenue par cette méthode de pré distorsion.

Les résultats obtenus en utilisant un signal d'entrée QAM16 à 4Msymb/s sont présentés figures 3.32 et 3.33.

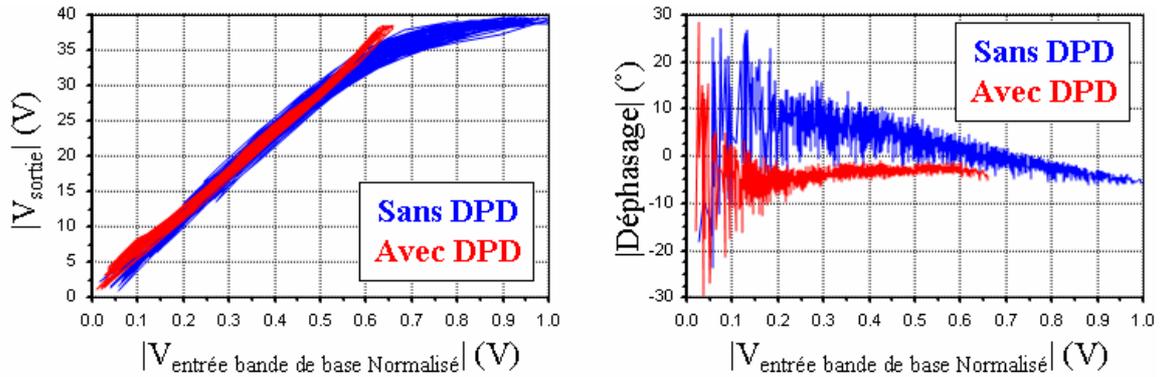


Fig 3. 32 AM/AM et AM/PM avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 4Msymb/s)

Pour le signal QAM16 à 4Msymb/s, où l'effet de mémoire est important, nous obtenons tout de même un bon effet de linéarisation.

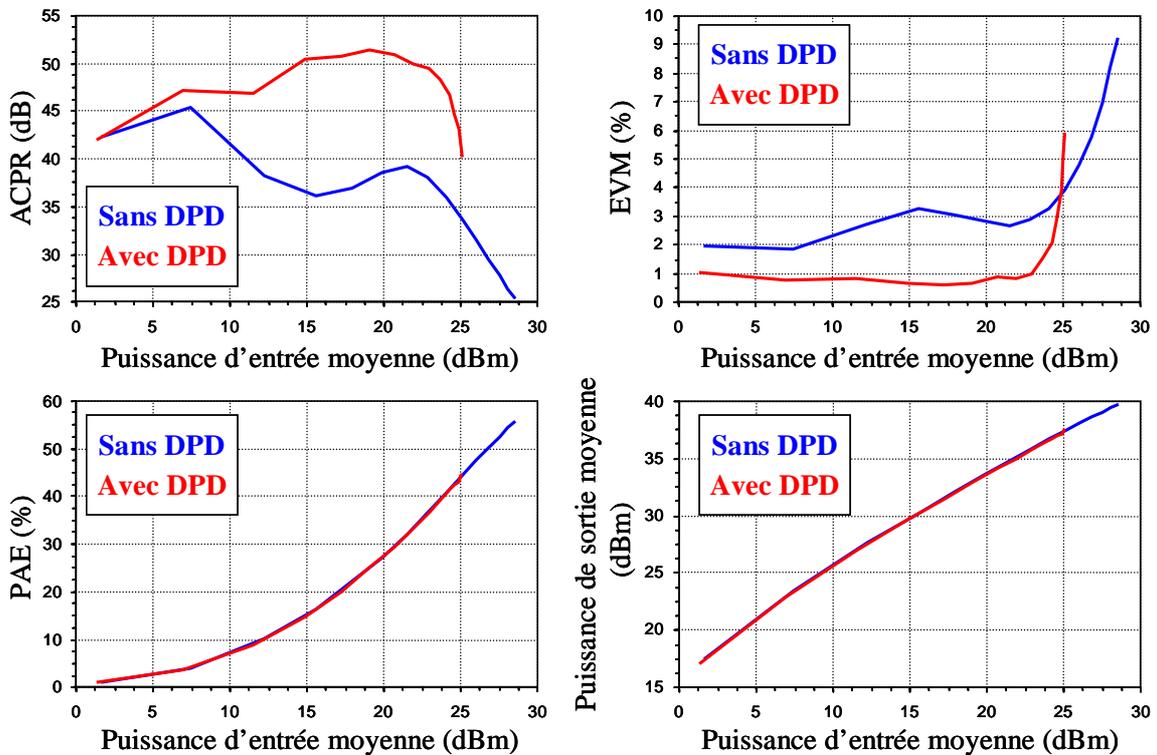


Fig 3. 33 Résultats de puissance, linéarité et rendement avec la pré distorsion polynomiale à mémoire (QAM16 4Msymb/s)

En résumé rappelons que la procédure d'inversion pour effectuer la pré-distorsion est appliquée pour chaque niveau de puissance moyenne.

On peut ainsi considérer qu'il s'agisse en fait d'un apprentissage pour calibrer la chaîne d'émission en linéarité pour un signal applicatif et un niveau de puissance moyenne donnés.

V. Application de la technique de polarisation dynamique de drain

Pour faire appliquer la méthode d'amélioration du rendement, l'Envelope Tracking, nous divisons cette méthode en deux étapes, la première étape sert à extraire le loi du commande de tension de drain en fonction de la puissance moyenne à l'entrée en bande de base, la deuxième étape consiste à appliquer les signaux d'entrée sur cette modèle pour générer le signal du commande de drain, entre ces deux étapes il faut bien faire des étapes intermédiaires tels que l'interpolation et le moyennage pour faire la modèle de calcul de la tension du drain, avec l'alignement temporel ou l'ajout du retard sur la séquence de commande par rapport au signal d'entrée en bande de base.

Dans le but de visualiser les performances de l'amplificateur CREE 10W utilisée dans l'application de cette méthode en fonction de la tension de polarisation de drain, nous faisons plusieurs mesures de caractéristiques tels que : le gain, l'AM/AM moyenne, le courant de drain moyen et le rendement en puissance ajoutée, avec un signal d'entrée QAM16 a 100Ksymb/s filtrée par un racine de cosinus surélevé d'un roll off 0.35. Chaque mesure a une polarisation de drain différente, avec $V_{gs0} = -3.1V$, et a une fréquence centrale de 3.6GHz. Les résultats obtenus sont présentés dans la figure 3.34.

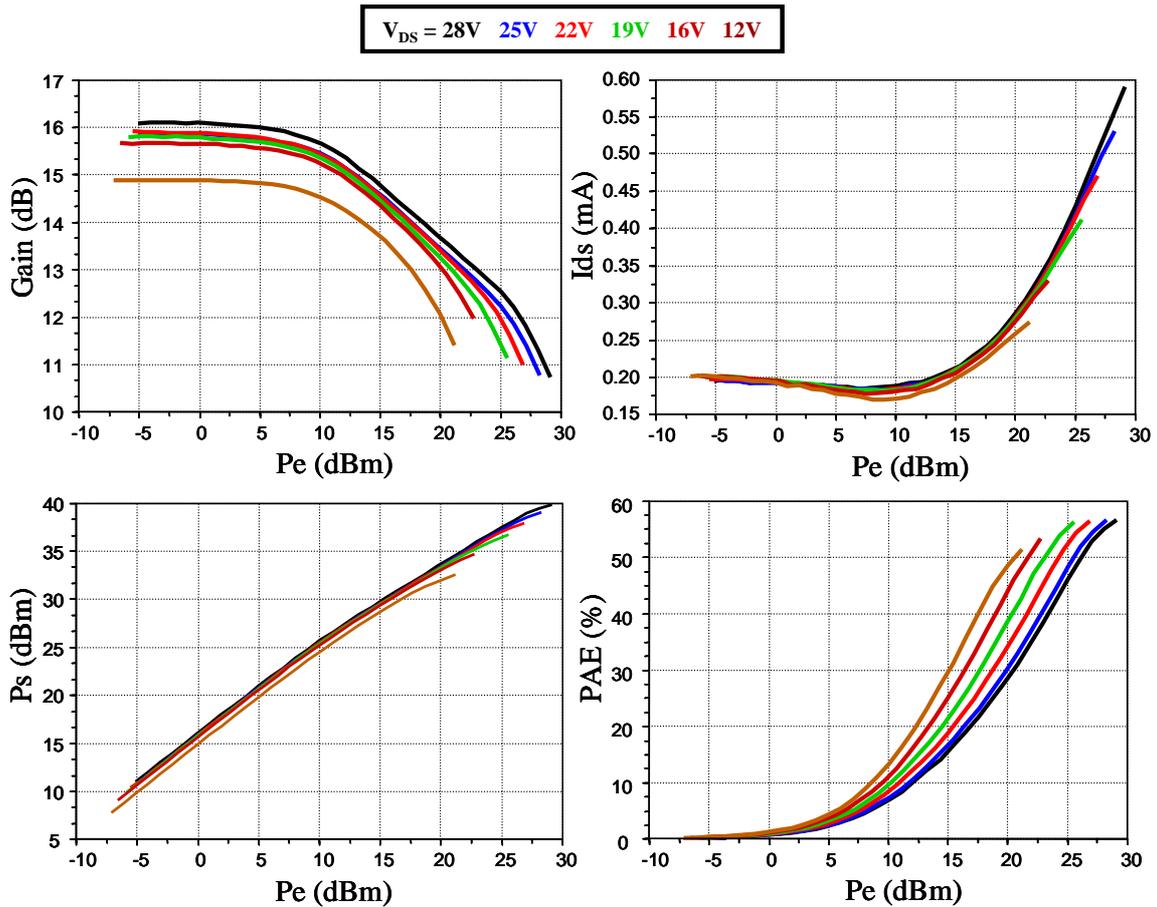


Fig 3. 34 Caractéristiques de puissance moyennes pour un signal QAM16 à 100Ksym/s pour plusieurs V_{ds0} .

Ces résultats de caractéristiques moyennes donne une première idée de l'amélioration du rendement, mais une amélioration plus importante doit être obtenue si on compte le rendement instantané à chaque niveau de puissance d'entrée moyenne. D'après ce contexte nous faisons une mesure du rendement en puissance ajoutée instantanée avec le même signal QAM16 utilisée dans les mesures ci-dessus, et avec un polarisation de drain constante = 28V.

La figure 3.35 illustre cette courbe du rendement en puissance ajoutée instantanée en fonction de la puissance d'entrée instantanée.

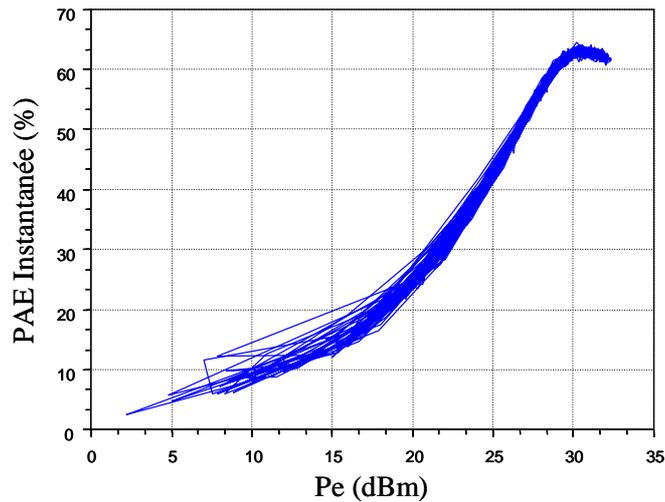


Fig 3. 35 PAE instantané pour un signal QAM16 à 100Ksymb/s.

Nous constatons la différence entre les deux courbes du rendement moyenne et instantané cette différence de 10 points seront ajoutée dans l'amélioration globale prévue sur le rendement moyenne avec l'application de la technique de suivi d'enveloppe instantanée.

V.1. Recherche de la loi de commande.

Le schéma de principe est illustré figure 3.36.

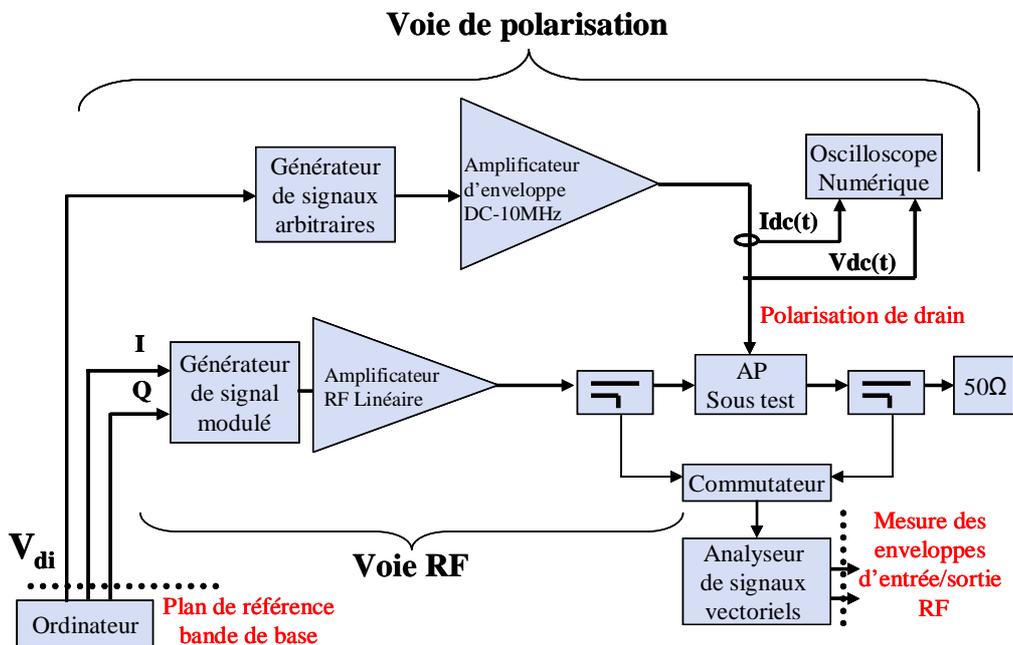


Fig 3. 36 Schéma du banc pour l'extraction de la loi de commande.

Pour la phase de recherche de la loi de commande on génère des tensions de polarisation continues par la voie de polarisation (successivement $V_{ds0} = 11V; 13V; 18V...28V$). Le

signal RF généré a un format de modulation QAM 16 à 100ksymb/s. Pour chaque valeur de tension de polarisation le niveau RF injecté en entrée de l'amplificateur est suffisant en puissance moyenne et en puissance crête pour qu'il y ait une excursion significative mais pas trop forte dans la zone de compression de l'amplificateur. On effectue les mesures temporelles d'enveloppe que l'on trace sur un même graphique après avoir réalisé à chaque fois la procédure d'alignement temporel. Ceci nous donne les caractéristiques de la figure 3.37.

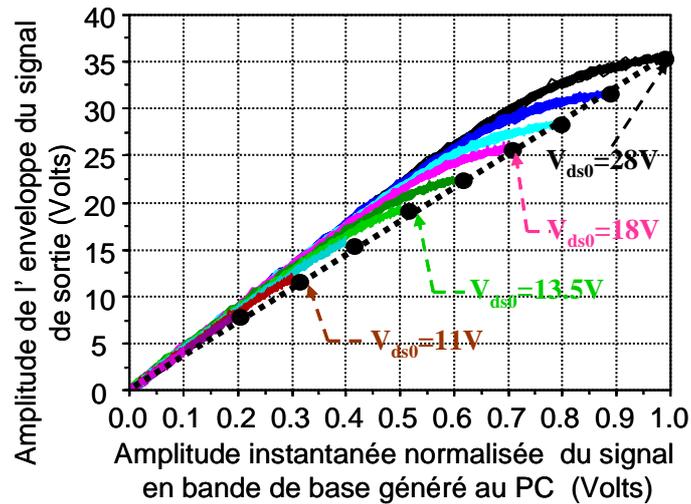


Fig 3. 37 AM/AM instantanée pour l'extraction de la loi de commande.

A partir de ces mesures on extrait les coordonnées d'une fonction gain d'enveloppe linéaire par raccordement successif des points en zone de compression comme indiqué par la droite en pointillé sur la figure 3.37. Les points correspondants représentés sur cette droite nous donnent le profil de la loi de commande de polarisation V_{ds0} en fonction du module d'enveloppe d'entrée en bande de base de la figure 3.38.

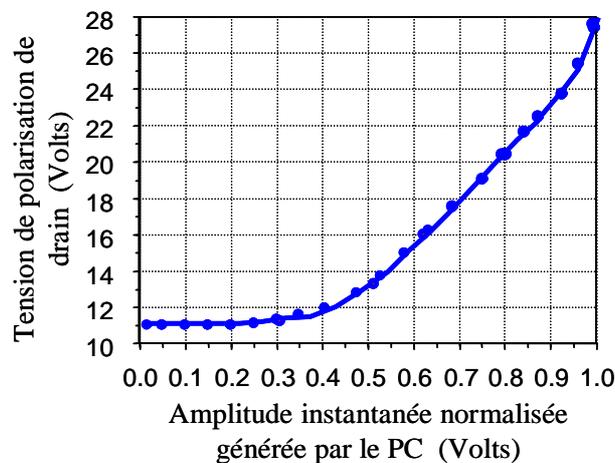


Fig 3. 38 Loi de commande de drain V_{ds0} en fonction du module de l'enveloppe du signal d'entrée normalisé en bande de base

V.2. Application sur le banc de la technique « ET »

Cette étape consiste à appliquer la loi de commande sur le signal d'entrée en bande de base pour générer le signal de commande de polarisation drain.

La figure 3.39 illustre cette étape :

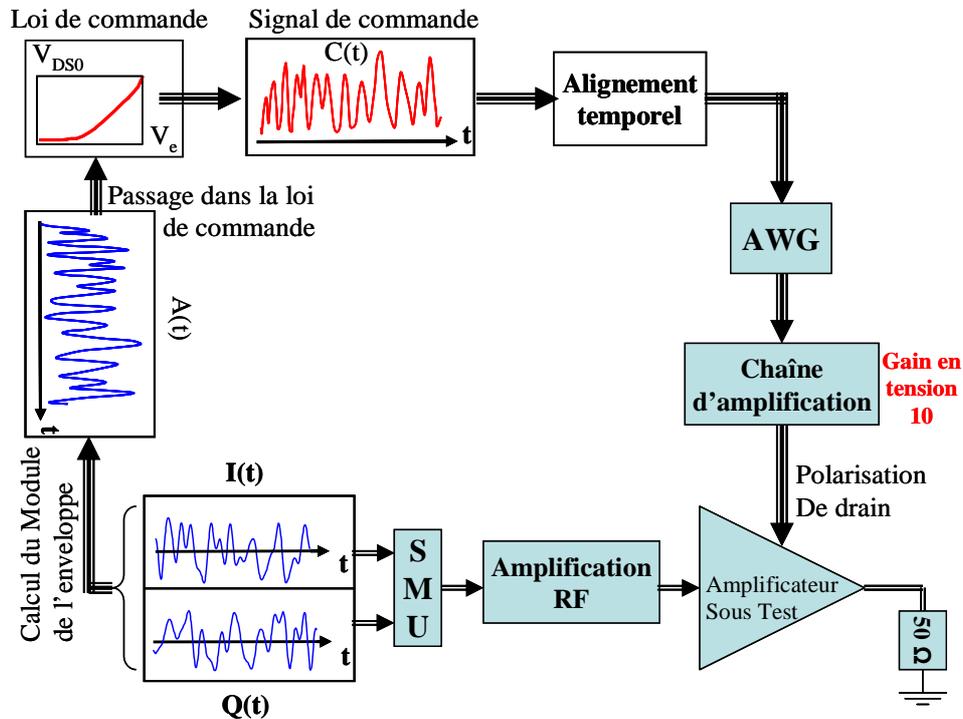


Fig 3. 39 Schéma d'application de la loi de commande de drain.

A partir des signaux en bande de base filtrés $I(t)$ et $Q(t)$ on calcule le module de l'enveloppe soit :

$$A(t) = \sqrt{(I(t))^2 + (Q(t))^2}$$

En passant ce signal $A(t)$ dans la loi de commande précédemment établie on obtient le signal de commande calculé $C(t)$ qui va nous servir pour charger le générateur de signaux arbitraires (AWG) de la voie de polarisation du banc de mesure. Préalablement à son chargement dans l'AWG ce signal de commande $C(t)$ subit une étape d'alignement temporel. Le signal analogique issu de l'AWG varie entre 1.1V et 2.8 V car nous avons besoin d'une tension de polarisation de drain comprise entre 11V et 28V et nous bénéficions d'un amplificateur BF de puissance qui a un gain en tension de 10.

V.3. Résultats expérimentaux

Nous appliquons la méthode de suivi d'enveloppe en utilisant l'amplificateur CREE 10W à 3.6GHz avec $V_{gs0} = -3.1V$. Un signal d'entrée de type QAM16 filtré en racine de cosinus surélevé avec un roll off de 0.35. Le rythme de modulation est de 4Msymb/s.

La figure 3.40 montre la PDF du signal QAM 16 en entrée de l'amplificateur et le profil de la loi de commande de polarisation appliquée.

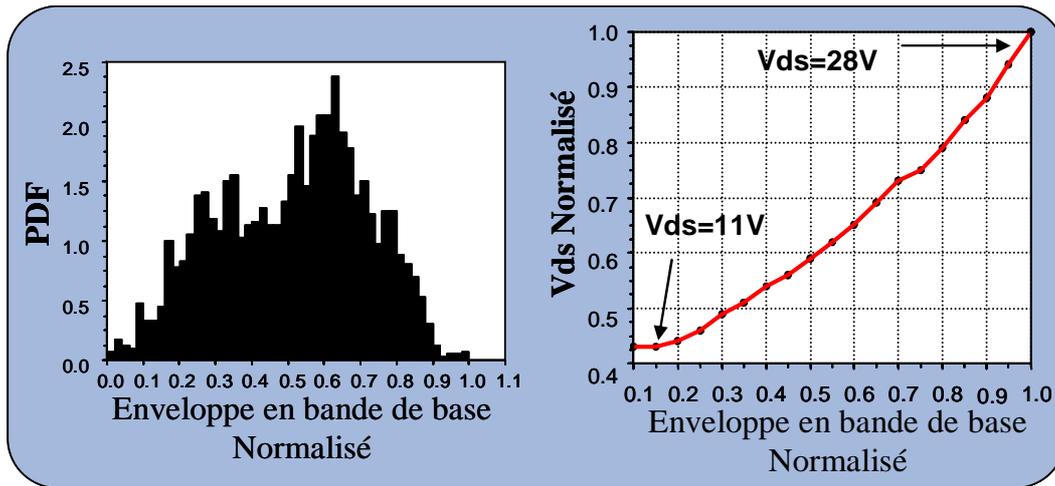


Fig 3. 40 PDF et loi de commande obtenue pour un signal QAM16.

Nous illustrons figure 3.41 les signaux temporels de tension (V_{ds}) et courant (I_{ds}) de polarisation mesurés à l'oscilloscope numérique. Le module du signal d'entrée en bande de base généré dans l'ordinateur est également présenté sur cette même figure.

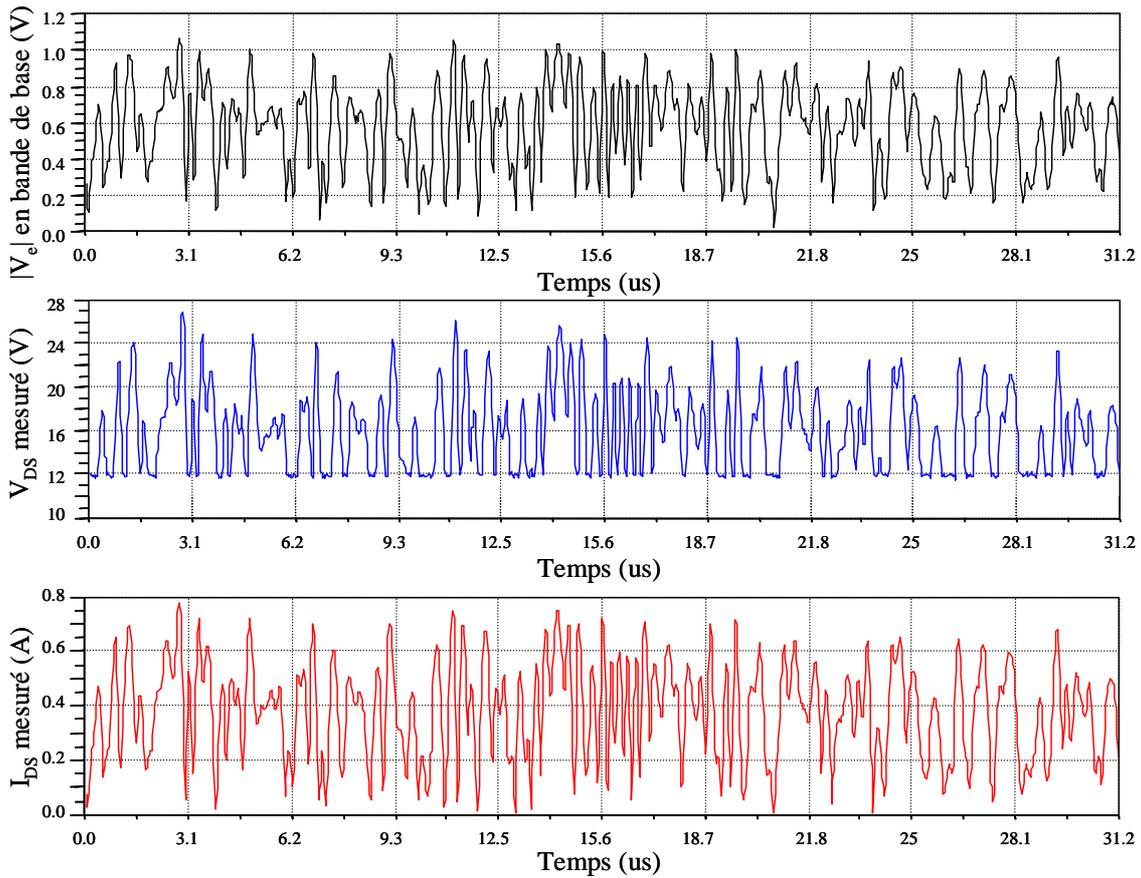


Fig 3. 41 Formes d'ondes temporelles mesurés

La tension de drain varie entre 11V et 28V, le courant de drain mesuré varie entre 0 et 800mA. Les signaux de polarisation de drain sont bien synchronisés avec le module de l'enveloppe du signal RF.

Des caractéristiques d'enveloppes instantanées (AM/AM et AM/PM) de la chaîne totale d'émission sont présentées figure 3.42

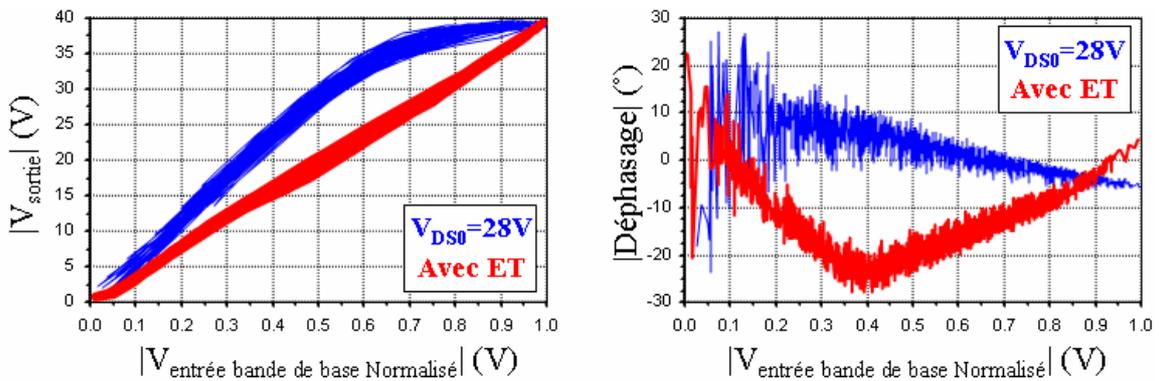


Fig 3. 42 AM/AM et AM/PM avec et sans ET.

Ces caractéristiques correspondent au point de puissance moyenne de sortie maximale mesuré. Ceci correspond à une puissance moyenne de sortie maximale indiquée par les points figuratifs P1 et P2 sur la courbe de la figure 3.43.

On peut voir que l'on trouve bien en appliquant la polarisation dynamique une relation assez linéaire entre les modules des enveloppes d'entrée et de sortie. Cette relation linéaire est très proche de l'objectif recherché initialement avec plusieurs polarisations statiques successives (droite en pointillé figure 3.37). Cependant la variation de polarisation génère une conversion AM/PM plus forte que celle obtenue avec une polarisation fixe de 28V. Ceci est du aux variations des valeurs des capacités du composant en fonction des tensions appliquées.

Pour analyser les bénéfices que peut apporter la technique de polarisation de drain appliquée nous présentons figures 3.43 et 3.44 les résultats comparatifs obtenus en terme de rendement en puissance ajoutée, d'ACPR et d'EVM selon que l'on applique ou pas la polarisation variable. Il s'agit de courbes de puissances moyennes. A chaque point de ces courbes correspondent une caractéristique d'enveloppe instantanée et une excursion de tension de polarisation dynamique comme indiqué symboliquement sur le graphique.

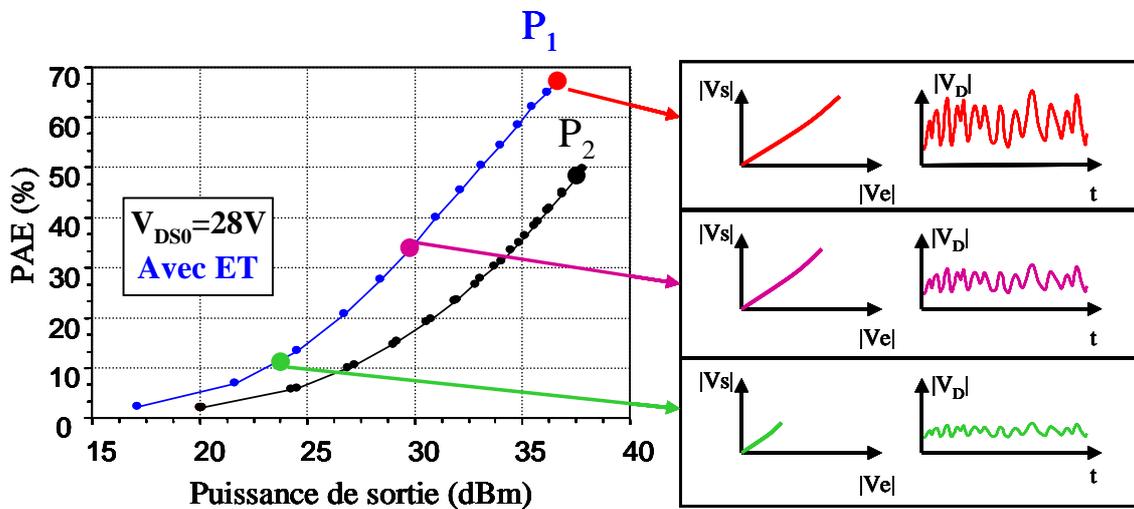


Fig 3. 43 PAE avec et sans ET

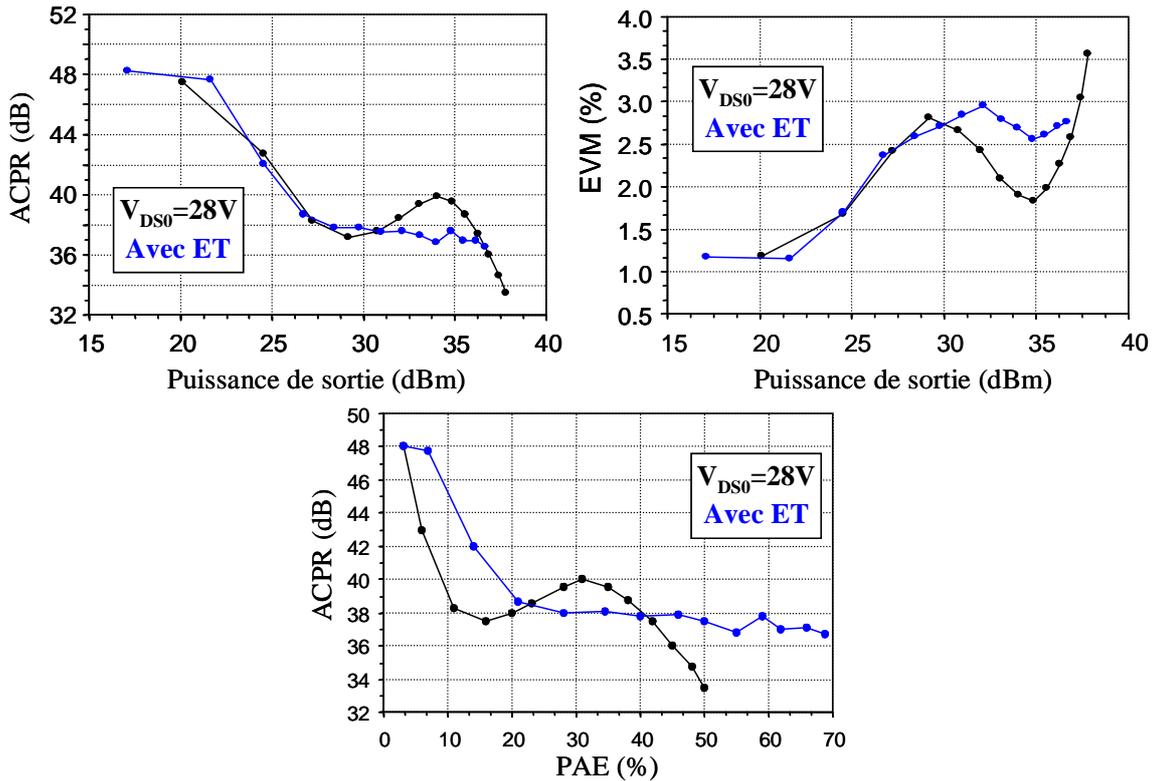


Fig 3. 44 EVM et ACPR en fonction de la puissance de sortie et du rendement en puissance ajouté avec et sans ET

Il est évident que la technique de polarisation dynamique permet une amélioration très significative du rendement de l'ordre de 20 à 25 points pour l'amplificateur RF seul.

Cependant une conception d'un amplificateur avec 'Enveloppe Tracking' doit intégrer un circuit modulateur de polarisation avec des transistors fonctionnant en commutation à très haut rendement pour ne pas impacter le rendement global (amplificateur RF + modulateur de polarisation). Ce rendement global est le produit du rendement de l'amplificateur RF et du rendement du modulateur de polarisation.

L'étude du circuit modulateur n'entre pas dans le cadre de ce travail de thèse mais nous indiquons à titre d'estimation sur la courbe de rendement de la figure 3.45 ce que serait le rendement global si on connectait un circuit modulateur ayant un rendement de 90% puis un rendement de 75%.

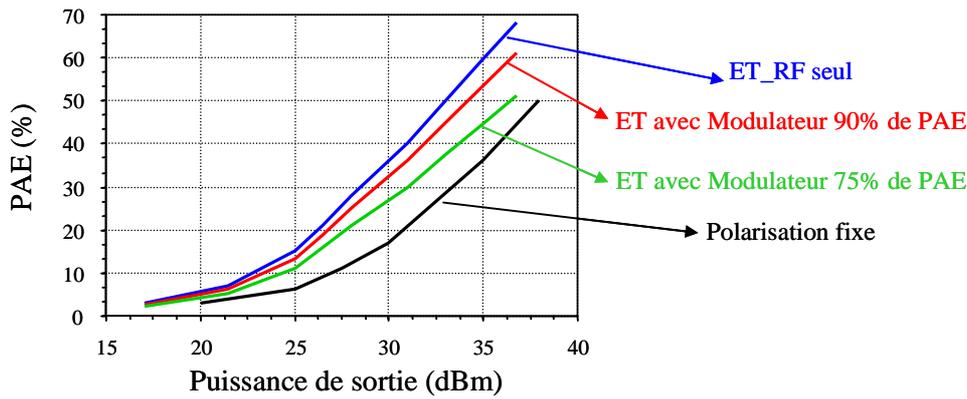


Fig 3. 45 PAE avec et sans ET

Les résultats en linéarité en terme d'ACPR et d'EVM ne sont pas meilleurs ici en appliquant la technique d'enveloppe tracking. On peut considérer que l'effet bénéfique de linéarisation auquel on pouvait s'attendre en ayant forcé la caractéristique (AM/AM) à suivre une droite a été détérioré par un profil d'AM/PM non approprié car non constant.

VI. Combinaison de la technique ET et DPD.

Les résultats obtenus en utilisant la technique de pré-distorsion polynomiale à mémoire montrent l'amélioration de linéarité (ACPR et EVM) mais cette technique n'améliore pas le rendement. La technique employée ici pour la polarisation dynamique montre une amélioration importante du rendement mais la linéarité obtenue n'est pas suffisante. Il convient donc de combiner une technique d'amélioration du rendement (enveloppe tracking) à une technique de linéarisation (pré distorsion numérique) pour obtenir conjointement un bon rendement et une bonne linéarité

VI.1. Méthodologie suivie.

L'amplificateur avec sa polarisation dynamique est supposé maintenant comme un amplificateur à part entière. En l'imaginant comme un bloc de type 'Boite noire' il a une caractéristique enveloppe d'entrée – enveloppe de sortie. Nous allons appliquer la technique de pré distorsion numérique explicitée précédemment au paragraphe IV.3 à ce bloc total. La figure 3.46 présente le banc de mesure utilisée pour cela.

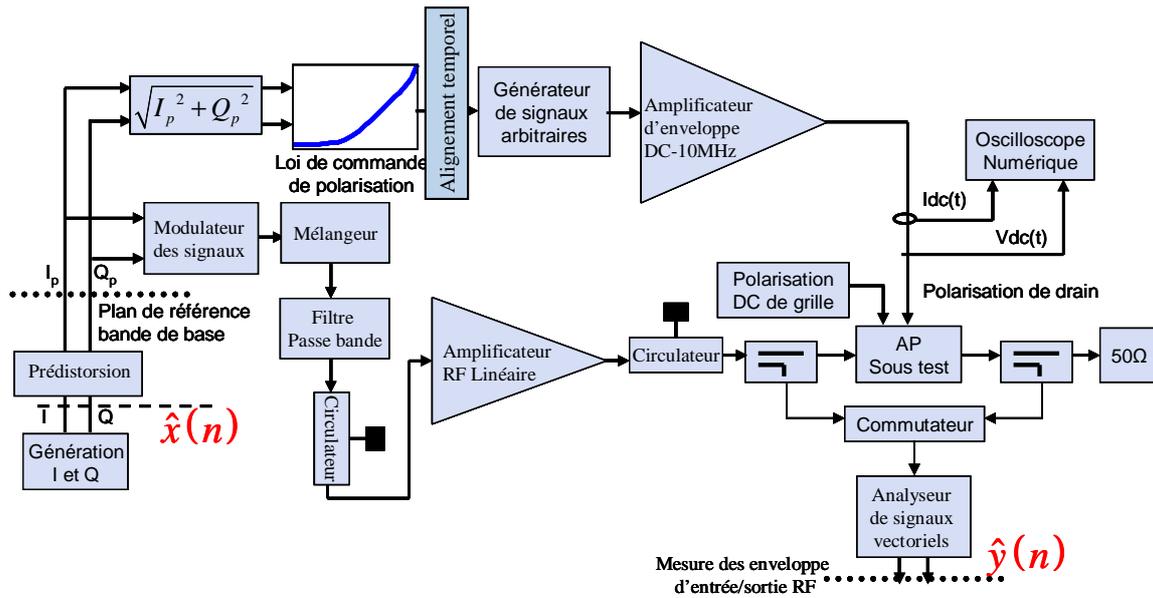


Fig 3. 46 Schéma du banc pour l'application de l'ET et de la DPD.

Le signal d'entrée $\hat{x}(n)$ est prédistoré par la technique de pré-distorsion polynomiale à mémoire. Ensuite le module du signal prédistoré (I_p et Q_p) est passé par la loi de commande de polarisation préalablement établie pour générer le signal de contrôle de polarisation de drain. La procédure d'alignement temporel est appliquée sur ce signal qui est chargé dans l'AWG de la voie de polarisation du banc de mesure.

VI.2. Résultats de mesures comparatifs.

Nous allons illustrer les résultats obtenus en appliquant la pré distorsion numérique à l'amplificateur GaN CREE 10W - 3.6GHz avec sa polarisation de drain variable entre 11V et 28V. La tension de polarisation de grille est fixe et égale à $V_{gs0} = -3.1V$. Le signal appliqué est un signal QAM16 à 4Msymb/s. L'indice k de non linéarité du pré-distordeur est 6 et l'indice q de mémoire est 5.

Les caractéristiques AM/AM et AM/PM instantanées obtenues sont présentées figure 3.47 dans les trois cas suivants : (Amplificateur à V_{ds} fixe et égal à 28V, Amplificateur polarisé dynamiquement (ET), et enfin pré-distorsion (de l'amplificateur polarisé dynamiquement (ET+DPD)).

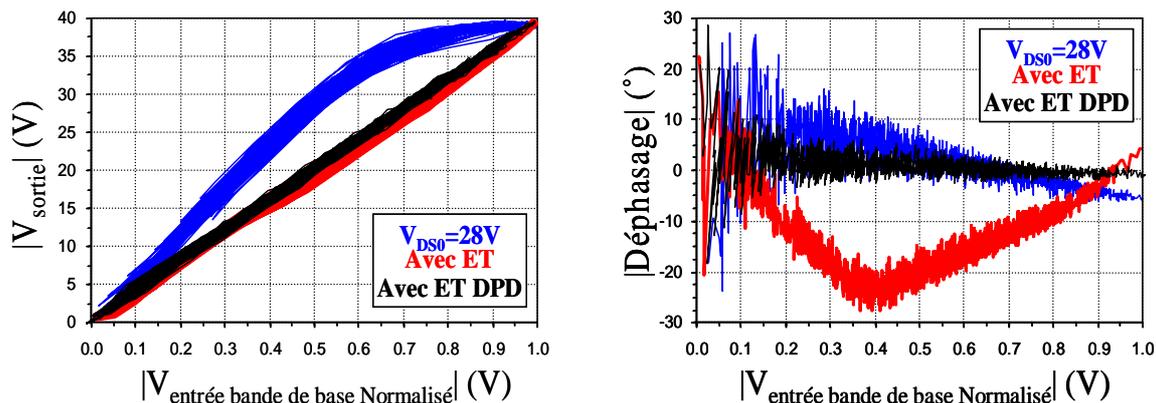


Fig 3. 47 AM/AM et AM/PM avec ET et DPD.

La linéarisation appliquée par la méthode de pré-distorsion polynomiale à mémoire sur l'amplificateur avec sa modulation de polarisation de drain conduit bien à une caractéristique AM/AM linéaire et une AM/PM plate et nulle). Les caractéristiques dites d'enveloppes instantanées tracées figure 3.47 correspondent à un point de puissance moyenne repéré par les points figuratifs P_1 , P_2 et P_3 sur la courbe de la figure 3.48. Les résultats de rendement (PAE) et de linéarité (ACPR et EVM) obtenus sont présentés figures 3.48 et 3.49.

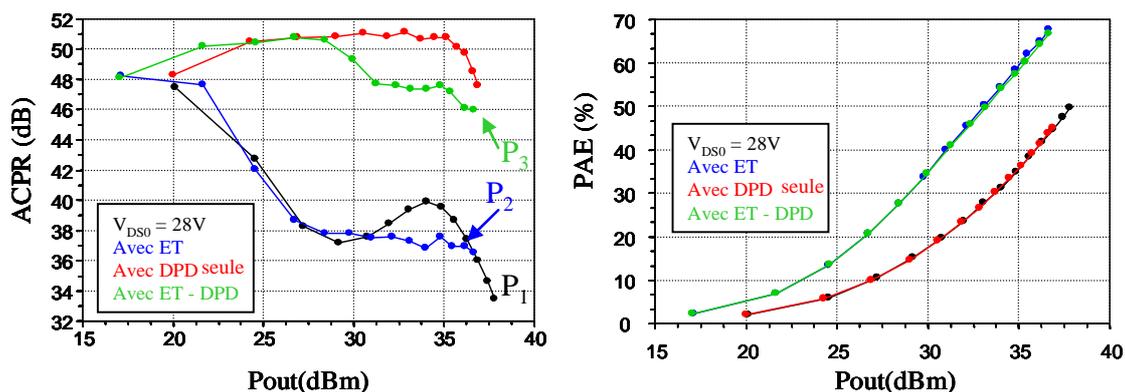


Fig 3. 48 Synthèse comparative en terme de PAE et d'ACPR en fonction de la puissance de sortie

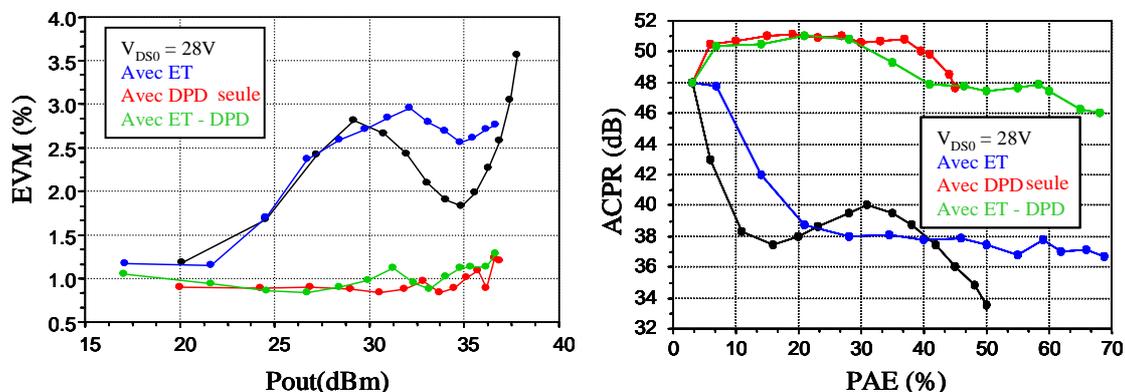


Fig 3. 49 Synthèse comparative en terme d'EVM et d'ACPR en fonction de la puissance de sortie et du rendement

Une amélioration conjointe du rendement et de la linéarité (EVM et ACPR) est obtenue avec la combinaison des deux techniques ET et DPD. Un ACPR supérieur à 48dBc est obtenu pour un rendement en puissance ajouté de 50%.

Rappelons également ici que pour chaque point de ces courbes de puissance moyenne, une étape d'alignement temporel puis de pré distorsion numérique est appliquée. Nous n'avons pas implémenté de predistordeur avec des coefficients adaptatifs.

VII. Mise en œuvre d'un filtrage de la fonction de polarisation dynamique

Dans les systèmes de suivi d'enveloppe, le signal de polarisation de drain est une image du module du signal d'entrée instantanée. Ainsi plus la bande passante de l'enveloppe de modulation du signal utile augmente plus la vitesse et la bande passante du circuit modulateur de polarisation augmente. Ce modulateur de polarisation dans une application réelle doit être un circuit fonctionnant en mode de commutation pour avoir un rendement très élevé et ne pas impacter le rendement global au risque d'avoir une solution d'amplification qui n'apporte rien par rapport à la technique conventionnelle de recul de puissance. Dans le contexte des amplificateurs de forte puissance (fort courant de drain) cela pose un problème qui est un verrou technologique actuellement car il est extrêmement difficile de combiner vitesse et puissance dans les circuits de commutation. Le suivi du module de l'enveloppe instantanée sera dans un circuit réel difficile avec un très haut rendement (>80% par exemple). On peut donc envisager d'appliquer un filtrage de type passe bas sur le signal de contrôle de polarisation pour ralentir les vitesses de variation de ce signal et effectuer en quelque sorte un suivi d'enveloppe en valeur moyenne. Cependant cela est plus complexe qu'un simple filtrage passe bas. Il ne faut absolument pas écrêter les pics d'enveloppe du signal de polarisation qui correspondent à des pics d'enveloppe du signal modulé en entrée de l'amplificateur. Cela conduirait à des valeurs de tensions de polarisation trop faibles pour une puissance d'enveloppe d'entrée trop forte donc une saturation très prononcée des transistors. Ceux ci auraient sur ces pics de puissance un comportement de type limiteur qui est un comportement que l'on ne peut pas compenser par pré distorsion. On obtiendrait dans ce cas des fonctionnements d'amplifications qui peuvent être à haut rendement mais qui sont non linéarisables.

Ces dernières années plusieurs études ont été faites pour aborder ce problème et pour réduire la bande passante du signal de contrôle de polarisation. Une méthode décrite dans [12] consiste essentiellement à prendre un échantillon de l'enveloppe modulée et à générer un échantillon de sortie qui est fonction des valeurs présentes et futures de l'enveloppe initiale. A chaque instant n , l'échantillon de sortie ne peut pas être plus élevé que la limitation imposée par une pente maximale, pour que l'amplificateur d'enveloppe à bande passante réduite soit capable de suivre. Cela conduit à un signal de sortie qui doit être plus grand que le signal d'entrée avant filtrage. Le signal de sortie est ensuite 'lissé' par un filtre passe bas. L'ensemble conduit à un filtrage non linéaire complexe.

Une méthode très similaire dans le principe est appliquée dans [13]. La forme du signal de commande de polarisation avec la limitation de bande passante est présentée dans la figure 3.50.

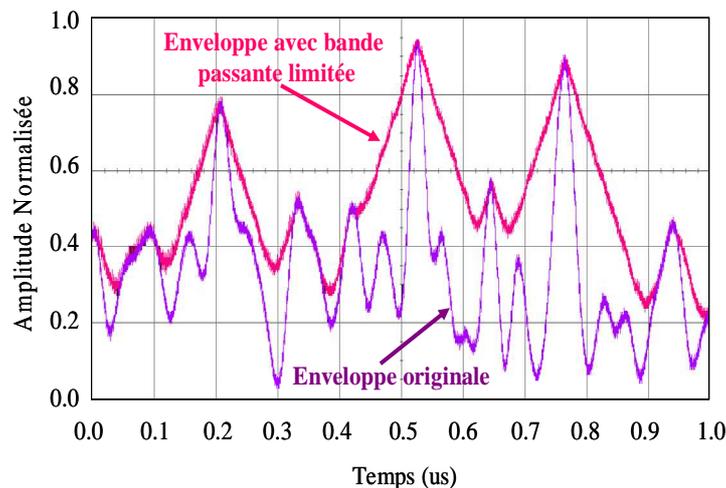


Fig 3. 50 Forme de signal avec la limitation de bande passante [13]

Le signal après filtrage générera des tensions de polarisation plus hautes en valeur moyenne. On va donc perdre en rendement sur l'amplificateur RF par rapport au suivi d'enveloppe sans filtrage. Il est seulement espéré que la chute de rendement sur l'amplificateur RF sera moins importante que ce que l'on pourra gagner en rendement sur le modulateur de polarisation. Des informations sur cette 'balance' optimale entre rendement de l'amplificateur RF et rendement du modulateur n'apparaissent pas dans les publications mentionnées.

Dans [14] la bande passante du signal enveloppe est réduite de 20 MHz à 5MHz. L'allure du signal obtenue après filtrage est illustrée figure 3.51.

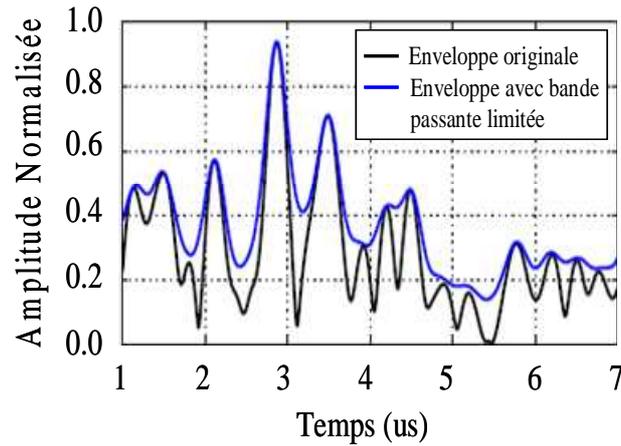


Fig 3. 51 Forme de signal avec la limitation de bande passante [14]

VII.1. Objectif et méthode appliquée

En s'inspirant de la méthode décrite dans [14] nous allons mettre en œuvre la méthode de ralentissement de vitesse du signal de commande de polarisation sur notre système de mesure. L'application et l'intérêt potentiels de ce principe visent des signaux modulés avec de forts pics (PAPR élevés). Le signal de type OFDM en est un exemple typique. Nous allons utiliser un tel signal dans cette partie des travaux.

L'organigramme présenté figure 3.52 illustre le principe du traitement que nous avons mis en œuvre.

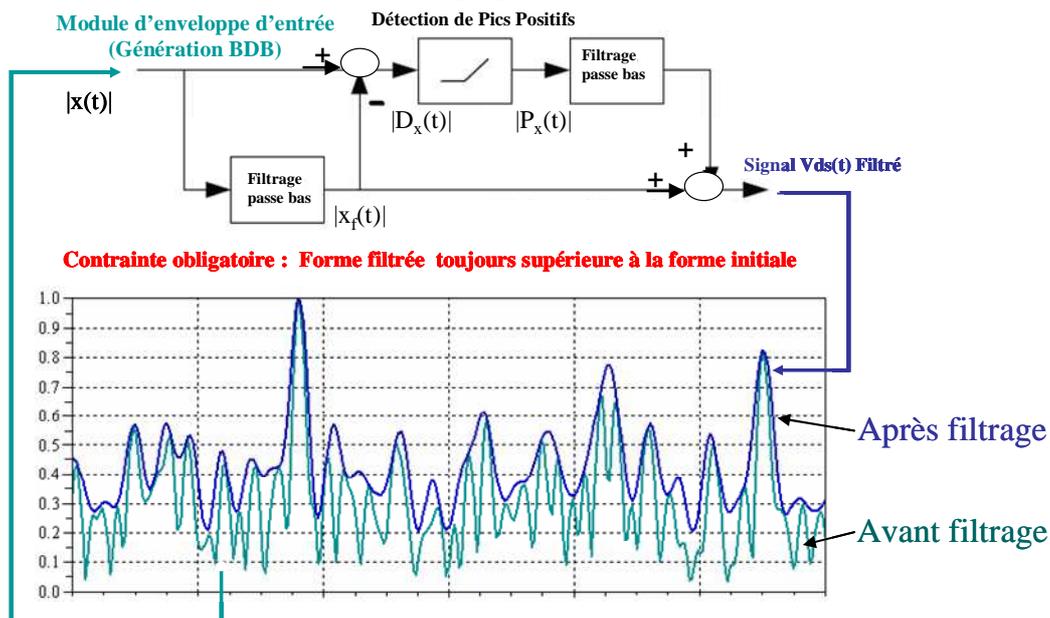


Fig 3. 52 Organigramme de principe pour la méthode de limitation de bande.

Soit $x(t)$ le signal d'entrée en bande de base. Nous calculons le module de ce signal $|x(t)|$, nous filtrons ce signal $|x(t)|$ par un filtre passe bas. Le signal de sortie du filtre $|x_f(t)|$ est soustrait au signal initial non filtré $|x(t)|$ pour obtenir un signal différence $D_x(t)$. Nous détectons les pics positifs $P_x(t)$ de ce signal différence $D_x(t)$ et nous appliquons un autre filtrage passe bas sur le signal $P_x(t)$ détecté. Nous faisons la somme des signaux $|x_f(t)|$ et $P_x(t)$. Nous pouvons affiner en appliquant une boucle sur cet algorithme N fois jusqu'à minimiser le résidu.

Nous utilisons le logiciel Scilab pour les calculs et le filtrage des signaux en appliquant cet algorithme. Le signal d'entrée de type OFDM avec 128 sous porteuses de QAM16 à 4Msymb/s. Le filtrage a une bande passante de 2MHz soit la moitié du signal initial. Nous présentons figure 3.53 l'allure des signaux obtenus après chaque étape de traitement.

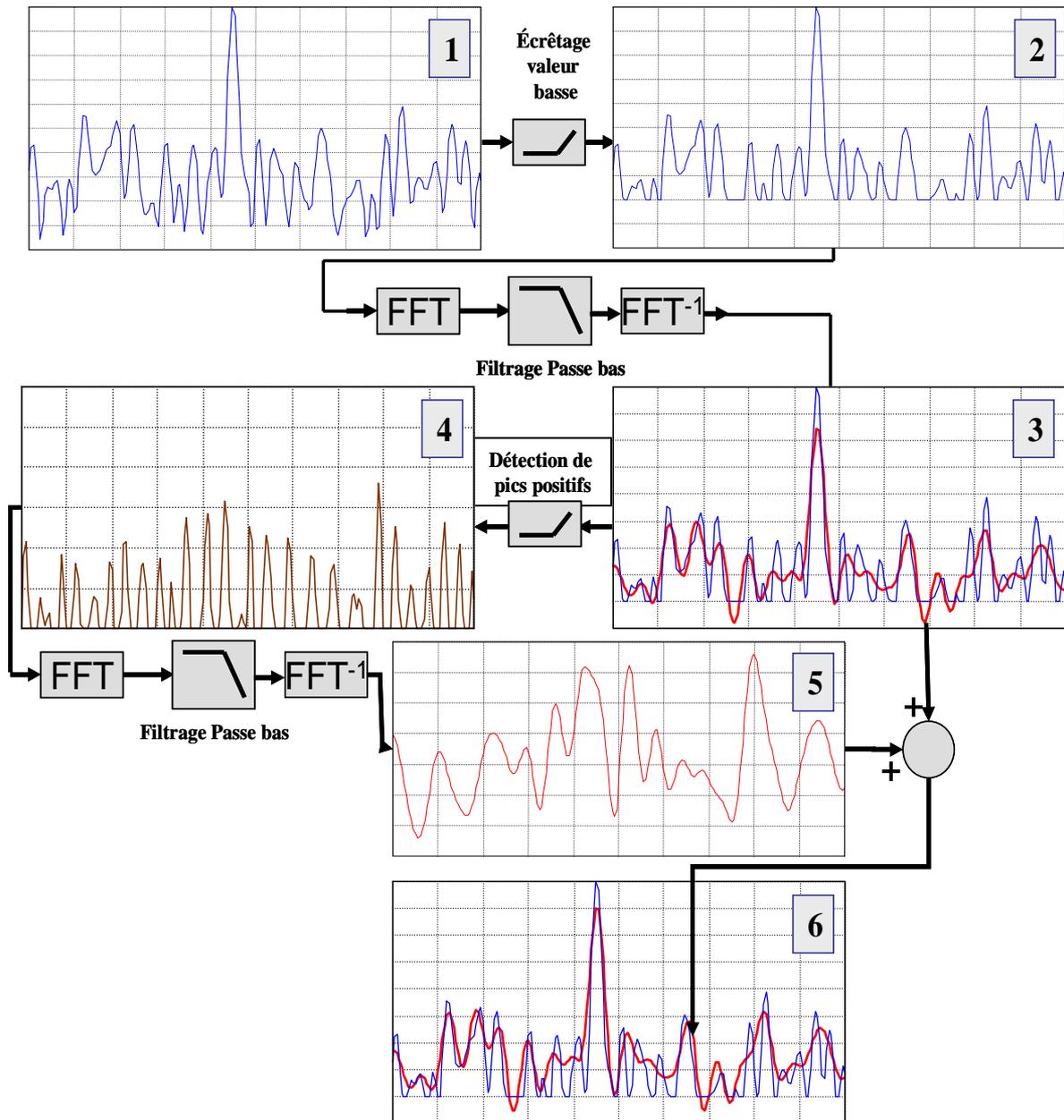


Fig 3. 53 Signaux obtenus dans chaque étape de la procédure.

Dans notre cas nous faisons 12 itérations.

VII.2. Résultats obtenus avec un signal de type OFDM.

La mise en œuvre de la méthode de limitation de bande passante est mise en œuvre sur l'amplificateur CREE 10W à 3.6GHz. Rappelons que le signal d'entrée est de type OFDM avec 128 sous porteuses de QAM16 à 4Msymb/s. Nous allons appliquer la méthode de filtrage du signal de polarisation dynamique avec deux fréquences de coupure respectivement à 1MHz et à 2MHz. La loi de commande faite pour ce signal OFDM ainsi que la PDF de ce signal OFDM sont présentées figure 3.54.

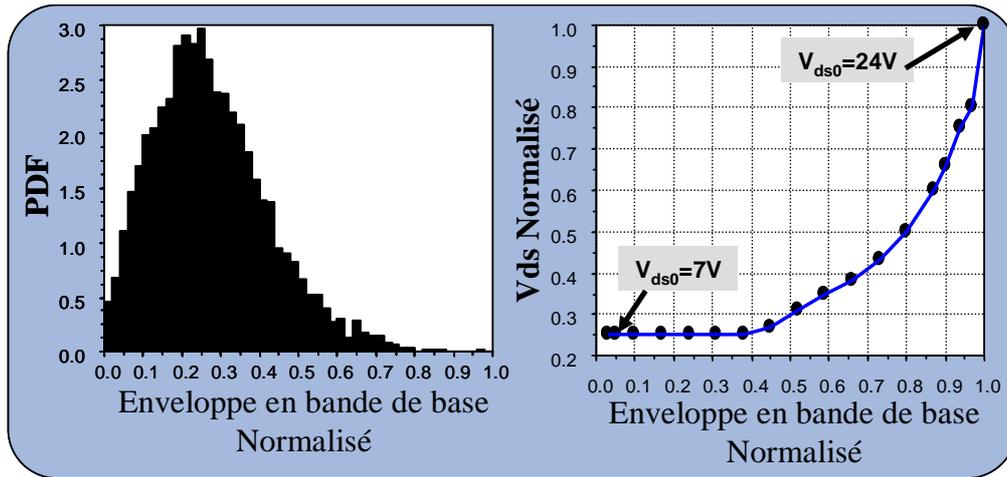


Fig 3. 54 Loi de commande obtenue pour un signal de type OFDM.

La tension de drain obtenue varie entre 7V et 24V. Il faut noter que la loi de commande optimale varie en fonction de la PDF du signal. La loi de commande qui a été faite pour le signal QAM16 est différente. On peut voir que la tension de polarisation sera assez souvent maintenue à une valeur assez basse (7V) et devra varier beaucoup et brusquement pour aller au maximum à 24V à chaque occurrence des pics d'enveloppe.

Une fois que le signal issu du filtrage est appliqué à la loi de commande, nous appliquons la pré-distorsion polynomiale à mémoire sur l'ensemble (Amplificateur avec suivi d'enveloppe filtrée). Les caractéristiques instantanées AM/AM et AM/PM obtenues avec le filtrage 2MHz et 1MHz sont présentées figure 3.55.

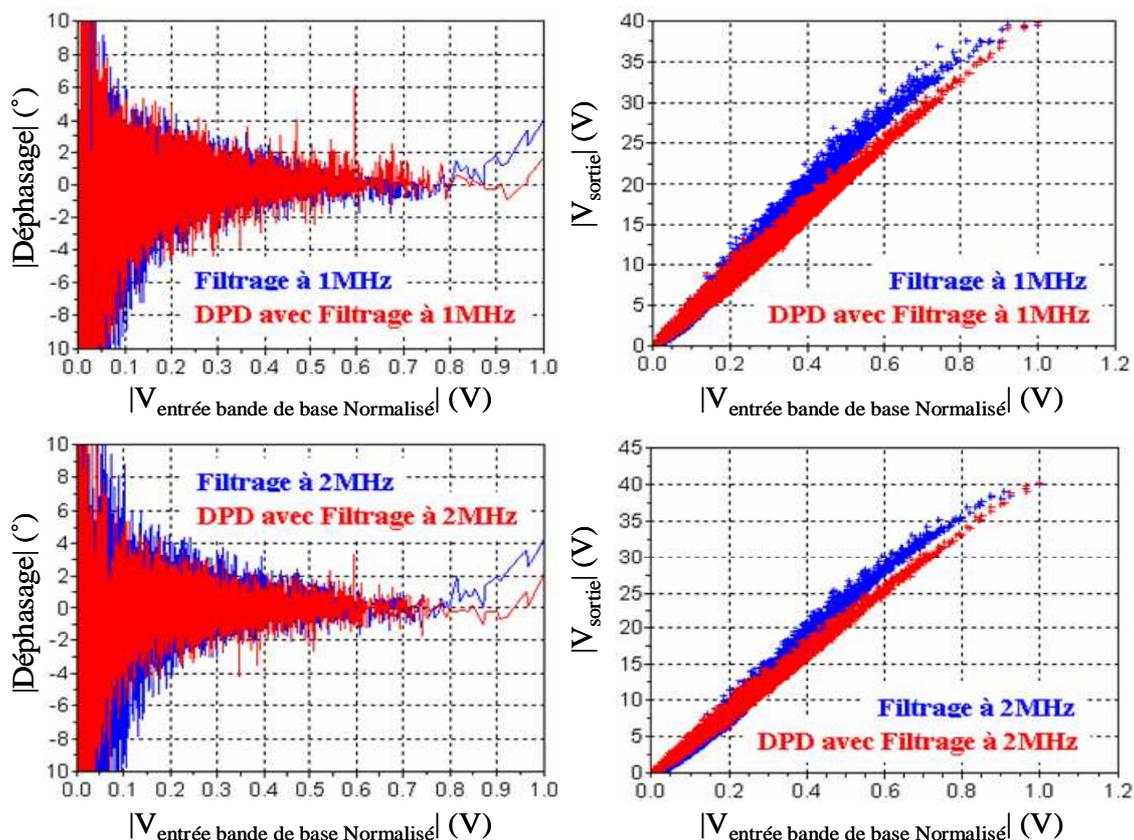


Fig 3. 55 AM/AM et AM/PM avec DPD et ET filtré à 1MHz et 2MHz

Il apparaît sur les caractéristiques d'enveloppes instantanées tracées ici pour la puissance maximale que l'on perd inévitablement en linéarité lorsque on filtre plus étroitement le signal de commande de polarisation.

Pour mieux visualiser les performances en linéarité nous montrons figure 3.56 les caractéristiques de rendement et d'ACPR pour les trois cas suivants : polarisation fixe, polarisation variable filtrée à 1 MHz et polarisation variable filtrée à 2 MHz.

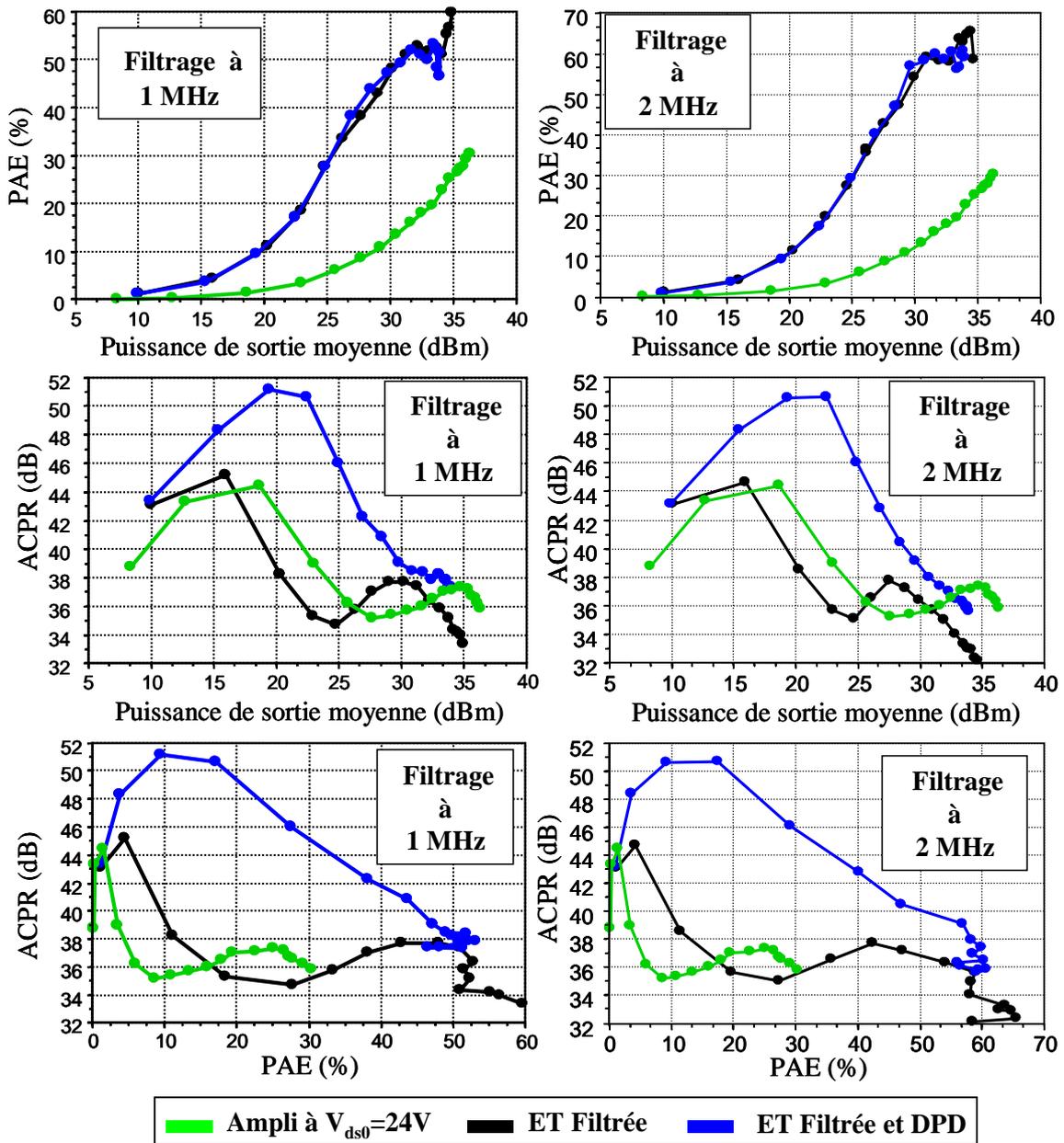


Fig 3. 56 ACPR et PAE obtenus dans les trois cas.

Le filtrage n'a pas beaucoup d'impact sur les performances en rendement. Ce filtrage qui doit conserver les pics maximum du signal a comme effet de rehausser la valeur minimale et par conséquent la valeur moyenne du signal de polarisation de drain. Ainsi il devrait y avoir en toute logique une diminution des performances en rendement. Il semble que ce ne soit pas le cas pour ce signal typique OFDM car les pics qui sont traités différemment suivant la bande passante du filtrage ont une occurrence très faible. Ainsi le rendement moyen est peu affecté.

Par contre les variations temporelles différentes (vitesse différente) du signal de commande de polarisation ont un impact fort sur la linéarité.

En appliquant la procédure de pré distorsion numérique nous n'arrivons pas à remonter la linéarité aussi bien que dans le cas où les vitesses de variation d'enveloppe du signal RF et du signal de polarisation de drain sont les mêmes. Ceci est illustré par les courbes de la figure 3.57 qui montrent le couple rendement–linéarité que l'on peut obtenir.

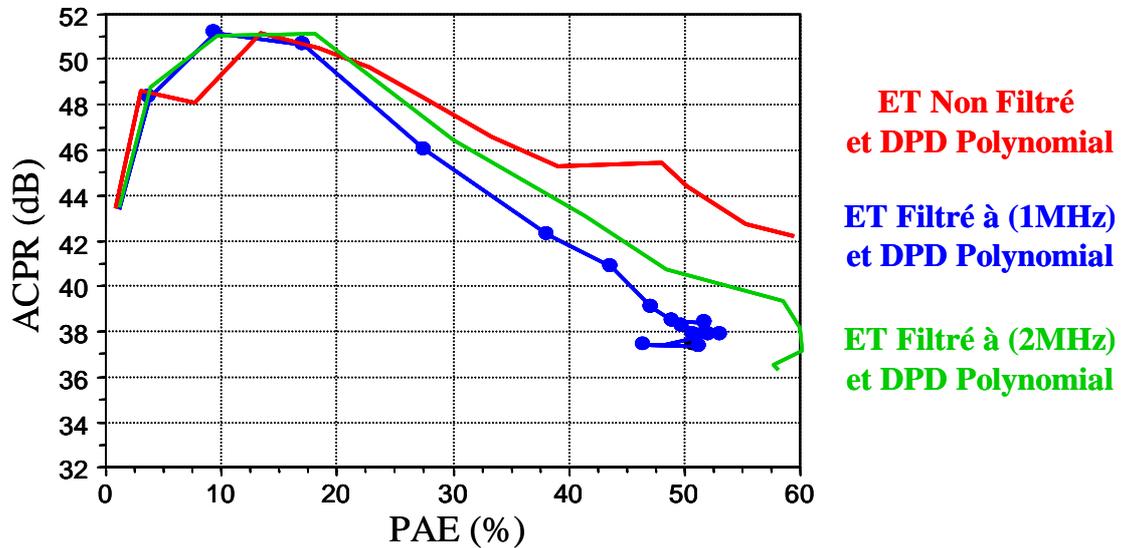


Fig 3. 57 ACPR en fonction du rendement selon la bande passante du signal de commande de polarisation.

VIII. Conclusion

Ce chapitre a montré l'application du banc développé pour améliorer conjointement l'efficacité électrique et la linéarité d'un amplificateur en technologie GaN de classe 10 watts en bande C.

Les résultats obtenus en terme de compromis rendement /linéarité sont très bons mais ils ne comptabilisent que la consommation électrique de l'amplificateur RF seul.

Dans une application réelle il faudra tenir compte de la consommation des organes de traitement du signal effectuant la pré distorsion digitale et surtout la consommation du circuit modulateur de polarisation. Ce point très difficile qui n'est pas abordé dans le cadre de ces travaux puisque la gestion du signal de polarisation se fait sur le banc de mesure par un amplificateur BF linéaire d'instrumentation fait l'objet d'études en cours.

La technique de pré distorsion numérique adoptée peut être considérée comme un calibrage en linéarité de tout l'émetteur une fois que les techniques de polarisation variable sont activées .Elle a comme inconvénient de ne pas être pour l'instant adaptative en fonction des variations de puissance moyenne du signal par exemple.

Les essais faits en utilisant des vitesses de variation du signal de contrôle de polarisation différentes de celle de l'enveloppe du signal RF sont encourageants. Ils mériteraient cependant des investigations supplémentaires en connectant au système de mesure un vrai circuit modulateur de polarisation intégrant des transistors fonctionnant en mode de commutation suivis d'un filtrage passe bas de reconstruction.

IX. Références

- [1] www.cree.com/products/pdf/CGH40010.pdf
- [2] Quindroit,C. "Modelisation comportementale et conception de lineariseurs d'amplificateurs de puissance par technique de predistorsion numerique", Ph.D. dissertation, Universite de Limoges, 2010.
- [3] Quindroit,C.; Ngoya,E.; Neveux,G.; Nebus, J.M.; "Experimental setup for the extraction of power amplifier dynamic volterra model and design of digital baseband predistorter" European Microwave Conference (EuMC), 2010. pp. 715-718.
- [4] Taijun Liu Boumaiza, S. Ghannouchi, F.M. "Augmented hammerstein predistorter for linearization of broad-band wireless transmitters" Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions. June 2006 Vol: 54 Issue: 4. pp. 1340-1349.
- [5] Sang-Hyun Chun, Young-Ho Kim, Kyu-Jin Choi, Ji-Yeon Kim, Jong-Heon Kim, Dongsu Kim, Cheol-Koo Hahn. "Adaptive digital pre-distortions based on affine projection algorithm for WCDMA power amplifier applications", 2010 IEEE IMS Symposium, pp. 1094-1097.
- [6] Cuiping Yu; Yongsheng Feng; Yuanan Liu; Gang Xie; "Memory polynomial digital predistortion for power amplifiers" Communications and Information Technologies, ISCIT '07. International Symposium, 2007. pp. 12-15.
- [7] D. Bondar, and D. Budimir, "Digital baseband predistortion of wideband power amplifiers with improved memory effects" in Proc. 2009 IEEE Radio and Wireless Symposium, pp.284-287.
- [8] O. Hammi, and F. M. Ghannouchi, "Twin nonlinear two-box models for power amplifiers and transmitters exhibiting memory effects with application to digital predistortion", IEEE Microwave and Wireless Components Letters. Aug. 2009. vol.19, no.8, pp. 530-532.
- [9] Safari, N.; Fedorenko, P.; Kenney, J.S.; Roste, T.; "Spline-Based Model for Digital Predistortion of Wide-Band Signals for High Power Amplifier Linearization", International Microwave Symposium, IEEE/MTT-S, 2007. pp. 1441-1444.
- [10] Sungchul Hong, Young Yun Woo, Jangheon Kim, Jeonghyeon Cha, Ildu Kim, Junghwan Moon, Jaehyok Yi, Bumman Kim, "Weighted Polynomial Digital Predistortion for Low Memory Effect Doherty Power Amplifier", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 55, NO. 5, MAY 2007, pp. 925-931.
- [11] Bohigas.A.C. "Implementation de techniques de linearisation et d'amelioration du rendement pour les amplificateurs de puissance RF", Ph.D. dissertation, Universite de Toulouse, 2010.
- [12] Montoro, G. Gilabert, P.L. Bertran, E. Berenguer, J. "A Method for Real-Time Generation of Slew-rate Limited Envelopes in Envelope Tracking Transmitters", IEEE International Microwave Workshop 2010, pp.1-4.

[13] Gabriel Montoro, Pere L. Gilabert, Pedro Vizarreta, Eduard Bertran, "Slew-Rate Limited Envelopes for Driving Envelope Tracking Amplifiers", IEEE Topical Conference (PAWR), 2011, pp. 17-20.

[14] Jinseong Jeong Kimball, D.F. Myoungbo Kwak Chin Hsia Draxler, P. Asbeck, P.M. "Wideband Envelope Tracking Power Amplifier with Reduced Bandwidth Power Supply Waveform", International Microwave Symposium Digest, 2009. IEEE MTT-S, pp. 1381-1384.

Conclusion générale

Conclusion générale

Les travaux décrits dans ce manuscrit de thèse ont montré une mise en œuvre expérimentale d'une chaîne de génération et d'amplification de signaux modulés avec une recherche d'optimisation conjointe des performances en efficacité énergétique et en linéarité.

Pour cela une pré distorsion numérique a été appliquée à une structure d'amplificateur RF dont la polarisation de drain est commandée de manière dynamique selon les variations d'enveloppe du signal de modulation.

Ces travaux ont été réalisés avec le soutien de la société Thalès communication (Colombes).

La structure du système de mesure développé est assez proche de celle d'un émetteur réel.

La mesure des caractéristiques de qualité du signal utile ainsi que les actions de corrections ou de compensation mises en œuvre sont également assez proches dans le principe de ce qui peut être envisagé au sein d'un système d'émission - réception réel avec une boucle de retour par le récepteur pour 'calibrer' l'émission en terme de linéarité lorsque des lois de polarisation sont implémentées pour améliorer l'efficacité énergétique.

Les travaux présentés ici indiquent les améliorations obtenues sur l'amplificateur seul au sens où la commande de polarisation est simulée expérimentalement en utilisant un amplificateur BF linéaire d'instrumentation dont on ne comptabilise pas le rendement et non un circuit modulateur de puissance à haut rendement comme ce doit être le cas dans une application réelle.

Le prolongement logique de ces travaux est bien sur d'intégrer au système développé un vrai circuit modulateur de puissance intégrant des transistors fonctionnant en mode de commutation.

Dans ce cas il sera intéressant d'explorer les possibilités d'obtenir les meilleurs compromis possibles en terme de rendement global et de linéarité et de caractériser également les émissions parasites liées à un fonctionnement en commutation dans les circuits de commande de polarisation.

On peut également envisager d'étendre le système avec deux voies RF pour des investigations sur des combinaisons d'architectures telles que la commande de polarisation et la technique de type LINC ou de type ' Pulsed polar transmitter'.

Publications et communications relatives à ce travail

- [1] M. Saad El Dine, G. Nanfack Nkondem, G. Neveux, D. Barataud, P. Bouysse, JM. Nebus, W. Rebernak, "Linéarisation d'amplificateur de puissance à mémoire par prédistorion numérique", 16^{ème} journées Nationales Micro-ondes (JNM), Mai 2009, Grenoble.
- [2] Saad El Dine M, Reveyrand T, Neveux G, Bouysse P, Barataud D, Nebus J.M, Rebernak W, "A measurement set-up and methodology combining dynamic biasing and baseband predistorion for high efficiency and linear amplifier design", International Microwave Symposium Digest (MTT), 2010 IEEE MTT-S, pp.1070-1073.
- [3] R. Quéré, G. Mougnot, M. Saad El Dine, J. Faraj, Ph. Bouysse, Z. Ouarch, J.M. Nébus, "Impact of trapping effects on large modulated signals characteristics of AlGaIn/GaN HEMTs", European Space Agency, septembre 2010.
- [4] S Ahmed, M Saad El Dine, D Barataud, T Reveyrand, G Neveux, J M Nébus, "Caractérisation temporelle RF impulsionnelle directe par des THA d'amplificateurs de très forte puissance GaN", 17^{ème} journées Nationales Micro-ondes (JNM), Mai 2011, Brest.
- [5] M Saad El Dine, G Neveux, P Bouysse, D Barataud, J M Nébus, W. Rebernak, J Bouvier, "Système expérimental d'étude de la Pré-distortion d'un amplificateur de puissance commandé en polarisation", 17^{ème} journées Nationales Micro-ondes (JNM), Mai 2011, Brest.
- [6] S. Ahmed, M. Saad El Dine, T. Reveyrand, G. Neveux, D. Barataud, J.-M. Nébus "Time-domain Measurement System Using Track & Hold Amplifier Applied to Pulsed RF Characterization of High Power GaN Devices", IEEE MTT-S Digest, IMS 2011, June 2011.
- [7] M. J. Madero-Ayora, D. Barataud, M. Saad El Dine, G. Neveux, J. M. Nebus, "Baseband Digital Predistortion of a 10 W GaN Power Amplifier", EUROPEAN MICROWAVE WEEK 2011.
- [8] S. Ahmed, M. Saad-el-dine, G. Neveux, T. Reveyrand, D. Barataud, J. Nebus "4-Channel, Time-Domain Measurement System Using Track & Hold Amplifier for the Characterization and Linearization of High Power Amplifiers", International Journal of Microwave and Wireless Technologies 2011.

Linéarisation des amplificateurs de puissance à haut rendement en combinant les techniques de pré distorsion numérique et le contrôle de polarisation.

Résumé :

Les systèmes de communications modernes requièrent l'utilisation de formats de modulations qui génèrent des signaux hyper fréquences dont l'enveloppe est variable avec des rapports entre la puissance crête et la puissance moyenne (PAPR) très forts. Dans ces conditions, l'amplificateur de puissance de l'émetteur est très contraint par une optimisation difficile du compromis entre son rendement électrique et sa linéarité. Ainsi il apparaît clairement que le développement d'architectures d'amplificateurs visant une amélioration de rendement significative présente un intérêt majeur et on assiste à une tendance assez générale qui consiste à appliquer des techniques correctives de linéarisation aux architectures d'amplificateurs à très haut rendement.

Dans ce contexte, il apparaît opportun de concevoir des outils de caractérisation qui sont capables de contribuer efficacement au développement de solutions d'amplifications linéaires et à haut rendement. C'est précisément le développement et l'exploitation d'un tel outil de caractérisation qui fait l'objet de ces travaux de thèse. Une exploitation du système de caractérisation est appliquée à un amplificateur GaN 10W pour deux types de signaux (QAM16 et OFDM). Des résultats de caractérisation de l'amplificateur et une amélioration des performances sont obtenus en appliquant successivement une technique de contrôle de polarisation de drain et une pré distorsion numérique en bande de base. Enfin une étude est également menée en présence d'un signal de contrôle de polarisation volontairement filtré pour diminuer sa bande passante et alléger les contraintes en terme de couple vitesse / puissance du modulateur de polarisation.

Mots clés : Amplificateur de puissance - Rendement, Linéarisation - Enveloppe variable - Contrôle de polarisation - Pré distorsion - Signaux RF modules - Technologie GaN.

Linearization of high efficiency power amplifiers by combining digital predistortion and envelope tracking techniques.

Abstract :

Modern communication systems require the use of modulation schemes that lead to non envelope constant microwave signals. The peak to average power ratio (PAPR) of these signals is large. In such conditions, power amplifiers used in transmitters are critical devices because they need to be optimized in terms of both electrical efficiency and linearity which are antagonist parameters if conventional power amplifier architectures are considered.

Consequently there is a major interest in research activities dealing with new power amplifier architectures that enable to obtain either high efficiency or good linearity performances. This can be reached if linearization techniques are applied to high efficiency power amplifiers designs. In such a context it is of prime interest to develop a laboratory set up that includes dynamic biasing of power amplifiers and digital predistortion capabilities to investigate novel high efficiency and linear amplification solutions. This has been accomplished in this work and applied to the optimisation of both efficiency and linearity of a 10 Watt GaN amplifier at S Band. Finally an experimental study that consists in low pass filtering the dynamic drain bias voltage is reported. The goal is to find a possible solution to enhance the efficiency of the bias modulator circuit without impacting to much linearity performances.

Keywords : Power Amplifier - Efficiency - linearization - Non envelope constant - Envelope tracking - Digital Predistorsion - Microwave modulated signal - GaN technology.